22th International Conference

DIGITAL SIGNAL PROCESSING AND ITS APPLICATIONS

DSPA-2020

22-я Международная Конференция

DSPA-2020

Доклады

ISBN 978-5-905278-41-9

Moscow - 2020

СЕРИЯ:
ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ
И ЕЁ ПРИМЕНЕНИЕ (выпуск: XXII)

Российское
научно-техническое общество
радиотехники, электроники и связи
имени А.С. Попова

Москва - 2020 г.

22-я Международная конференция

"ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ" ("ЦОС-2020").

Россия, Москва

Даты проведения: 25-27 марта 2020 года.

22h International Conference

"DIGITAL SIGNAL PROCESSING AND ITS APPLICATIONS" ("DSPA-2020").

Russia Moscow

Dates: March 25-27, 2020.

Д О К Л А Д Ы

PROCEEDINGS

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

AUTEX Ltd.

МОСКВА 2020 г.

УДК 621.391:004(082)
ББК 32.511
Ц75

22-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2020», Москва, Россия, доклады.

УДК 621.391:004(082)
ББК 32.511
Ц75

Рецензенты:

проф. Бартенев В.Г., проф. Брюханов Ю.А., проф. Витязев В.В., член-корр РАН. Дворкович А.В., д.т.н. Джиган В.И., член-корр. РАН Зубарев Ю.Б., д.т.н. Приоров А.Л., проф. Прохоров Ю.Н., проф. Санников В.г., проф. Сперанский В.С., проф. Цимбал В.А.

ISBN 978-5-905278-41-9

© Авторы докладов
© РНТОРЭС имени А.С. Попова

ОРГАНИЗАТОРЫ:

- Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова
- Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
- Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН
- Компания AUTEX Ltd.

ПРИ УЧАСТИИ:

- Министерство высшего образования и науки РФ.
- Федеральное агентство по промышленности РФ.
- Институт проблем информатики РАН.
- ОАО «РТИ».
- ОАО «ГСКБ «АЛМАЗ-АНТЕЙ».
- ЗАО «Инструментальные системы».
- НТЦ «МОДУЛЬ».
- ОАО «Концерн радиостроения «Вега».
- ОАО «Концерн «СОЗВЕЗДИЕ».
- ГУП НПЦ «Элвис».
- Владимирский государственный университет.
- Московский авиационный институт.
- Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана.
- Московский Физико-технический институт (университет).
- Московский технический университет связи и информатики.
- Московский технологический университет.
- Московский институт электронной техники.
- Московский энергетический институт (университет).
- Рязанский государственный радиотехнический университет.
- Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций имени проф. М. А. Бонч-Бруевича.
- Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ».
- Ульяновский государственный технический университет.
- Ярославский государственный университет.

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ:

Председатель Международного Организационного комитета: член-корр. РАН **Зубарев Юрий Борисович**

Сопредседатели: професор **Витязев В.В., Кирпичников А.П**

Заместитель Председателя Международного Оргкомитета:

член-корр.РАН **Дворкович Александр Викторович**

Члены Международного Оргкомитета:

проф. **Бартенев В.Г.**, проф. **Брюханов Ю.А.**, проф. **Васильев К.К.**, доц. **Витязев С.В.**, проф. **Дворкович В.П.**,

проф. **Джиган В.И.**, **Зубарев Р.В.**, д.т.н. **Приоров А.Л.**, проф. **Прохоров Ю.Н.**,

доц. **Самсонов Г.А.**, проф.**Санников В.Г.**, доц. **Сергиенко А.Б.**, проф. **Солонина А.И.**, проф. **Сперанский В.С.**, доц. **Стешенко В.Б.**, проф. **Чиров Д.С.**, проф. **Шинаков Ю.С.**

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ:

Председатель Международного Программного комитета конференции:

академик РАН **Гуляев Юрий Васильевич**

Заместитель Председателя Международного Программного комитета:

академик РАН **Васильев Станислав Николаевич**

Члены Международного Программного комитета:

проф. **Аджемов А.С.** (Россия), член-корр. РАН **Борисов В.И.** (Россия), д.т.н. **Борисов Ю.И.** (Россия),
проф. **Лукин В.В.** (Украина), проф. **Митра М.** (США), проф. **Петровский А.А.** (Белоруссия),
проф. **Сарамаки Т.** (Финляндия), академик РАН **Каляев И.А.** (Россия).

Организация работы в форме пленарных и проблемно-тематических заседаний и заседаний «круглого стола». Пленарные доклады будут представлены по основным направлениям работы Конференции.

Рабочие языки конференции - *русский* и *английский*. Доклады, включенные в Программу конференции, будут опубликованы на этих же языках в **сборнике «Доклады»** к началу ее работы.

Регистрация "Сборника докладов" в eLIBRARY.ru (Российская научная электронная библиотека) как серии журналов, ведётся начиная с 2011 года.

СОДЕРЖАНИЕ:
contens:

ПЛЕНАРНЫЕ ДОКЛАДЫ
Plenary reports…… 5

СЕКЦИЯ № 1. ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И СИСТЕМ
Signal and system theory …….…….. 13

СЕКЦИЯ № 2. ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ
Theory and methods of DSP ……..……... 77

СЕКЦИЯ № 3. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ
Telecommunication system signal processing ……. 167

СЕКЦИЯ № 4. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ
Signal processing in radio engineering systems ……..…… 267

СЕКЦИЯ № 5. ОБРАБОТКА МНОГОМЕРНЫХ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ
Multidimensional signal and image processing ……..…….. 412

СЕКЦИЯ № 6. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМ ЦОС
Design and implementation of DSP systems ……..…… 508

СЕКЦИЯ № 7. СИСТЕМЫ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ И РОБОТОТЕХНИКИ
Systems of technical sight and robotics ……..... 543

СЕКЦИЯ № 8. НЕЙРОКОМПЬЮТЕРНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ
Нейрокомпьютерная обработка сигналов и искусственный интеллект …….. 601

АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ
Author index ……..... 662

2020: DSP Evolution

Naim Dahnoun PhD, SFHEA

School of Computer Science, Electrical and Electronic Engineering, and Engineering Maths
University of Bristol, United Kingdom
Naim.Dahnoun@Bristol.ac.uk

Abstract—

The transition from analogue to digital signal processing started in the 1980's when the first digital Signal Processors (DSPs) were invented. This was followed by a large number of applications that transformed the world. However, the high performance, power and form factor imposed on the processors are making many applications, such as medical, high-end imaging, high- performance computing and core networking more demanding for an increase in data traffic and device to device communication. These are putting a high demand on the processor(s) and associated software and lead to processor manufacturers sustaining Moore's law by introducing multicore processors. Multicore is re-emerging as the way forward if low power consumption and high processing performance are required for an application. However, the scant number of traditional (single core) programmers are lacking the knowledge and expertise to take advantage of this new technology or are diverted to IoT applications that use microcontrollers and that are now performing DSP operations and slowing the DSP market. However, this may change by the emerging Machine Learning and Artificial Intelligence technologies. This talk will address issues the industry and academia need to consider for embracing this technology and look at new and future processors' developments.

Keywords: DSP, FPGA, GPU, SoC, Implementation, Multicore, OpenCL, OpenMP.

I. Introduction

Since the introduction of the first DSP processors, the vast majority of software applications have been implemented on a single core. Today, most DSP teaching laboratories are still based on single core, as educators are reluctant to change to new technologies because of lack expertise, the amount of work required and/or the justification for curriculum changes. In this talk, the speaker will review, compare and contrast the different types of processors available (FPGAs, Graphic Processors, Multicore Digital Signal Processors and Microcontrollers) and highlight various programing paradigms and applications.

II. Speech at a glance

The keynote will begin by explaining the operations and applications of different processors available to date and highlight the need for good development tools that include debuggers, various programming models and operating systems. The keynote will end by discussing the latest development for the next generation of SoC and the recentimpact that integration of photonics with silicon has demonstrated [1] [2] will have on future processors. Suggestions will be made of the possibility of developing mixed-mode computers since analog signal processing and phonics offer the power savings and traditional digital signal processors provide programmability.

III. Conclusion

There is only a handful type of processors in the market and choosing the right or the wrong processor can be a game-changer. A cost of one Dollar difference can result in a loss or gain of millions of Dollars if millions of devices are required, as in the case of mobile phone or automotive industries. Educators should be prepared to embrace the new and fast-moving technology and also consider the long-term strategy of developing new devices and not wait for industry to provide solutions.

IV. Curriculum Vitae

Naim Dahnoun is a Senor Follow of Higher Education, the Programme Director of Computer Science and Electronic Programme at the University of Bristol, UK. Dr Dahnoun received a Ph.D. degree in biomedical engineering from the University of Leicester, U.K. in 1990, where he designed and produced the first Portable Bidirectional Doppler device for ambulatory monitoring of blood flow while doing his research at Leicester Royal Infirmary. Following this, he joined the University of Bristol, U.K. in 1994. His main research interests include real-time digital signal processing applied to biomedical engineering, video surveillance, automotive, and photonics. In 2003, in recognition of the important role played by universities in educating engineers in new technologies such as real-time DSP, Texas Instruments (NYSE:TXN) presented the first Texas Instruments DSP Educator Award to Dr. Dahnoun for his outstanding contributions to furthering education in DSP technology. Dr Dahnoun also released a new book in 2018 on Multicore DSP [3].

V. References

[1] A. H. Atabaki et al, "Integrating photonics with silicon nanoelectronics for the next generation of systems on a chip," *NATURE*, vol. 556, pp. 349-354, 2018.

[2] G. Z. MASHANOVICH, "Electronics and photonics united," NATURE, val. 556, p. 316, 19 April2018.

[3] N. Dahnoun, "Multicore DSP: From Algorithms to Real-time Implementation on the TMS320C66x SoC," Wiley, 2017.

СОВРЕМЕННЫЕ КОМПЬЮТЕРНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ДЛЯ РАБОТЫ С МЕДИЦИНСКИМИ ИЗОБРАЖЕНИЯМИ.

Гаврилов А.В., Архипов И.В., Долотова Д.Д.,
Куликов И.В., Парусников А.В., Благосклонова Е.Р.

Россия, г. Москва НИИЯФ, МГУ им. М.В.Ломоносова,
Группа компаний «Гаммамед».
Agavrilov49@gmail.com, моб. тел: +7 (910)438-79-35

Область диагностической визуализации в настоящее время претерпевает значительный рост с точки зрения технологического развития, инноваций, расширения номенклатуры приборов лучевой диагностики и рынка, с последующим увеличением производства огромного количества данных, что требует для их анализа мощных компьютерных средств, новых методов обработки, анализа и визуализации для принятия обоснованных решений врача.

Современные приборы лучевой диагностики (рентген, КТ, МРТ, ПЭТ, изотопная диагностика, УЗ, эндоскопия, микроскопия и пр.) позволяют получать высококачественную цифровую информацию об исследуемых органах и структурах тела человека при использовании разных физических методов ее регистрации. Для работы с этой информацией в клиническую практику внедряются системы архивирования и обмена изображениями (PACS системы), системы архивирования регионального уровня, позволяющие в одном хранилище объединить диагностические изображения разных медицинских организаций и обеспечить к ним удаленный доступ авторизованных пользователей, получение «второго мнения» при составлении протоколов по исследованиям пациентов. Внедряются телемедицинские и телерадиологические системы Федерального и регионального уровней, обеспечивающие возможность консультаций у высококвалифицированных врачей-профессионалов удаленным пользователям.

Использование компьютерных технологий при работе с медицинскими изображениями позволяет решать следующие задачи. 1) Технологической организации работы службы лучевой диагностики, оперативной помощи в анализе изображений «на потоке» пациентов, повышая эффективность работы врача-диагноста, беря на себя контроль пропуска патологических изменений из-за утомляемости врача, недостаточности профессиональной подготовки и пр. 2) Обеспечения работы врачей – диагностов и клиницистов по анализу изображений с использование мощных пакетов программ для диагностики и виртуального планирования оперативных вмешательств (computer-aided diagnosis (CAD), computer assisted surgery (CAS) системы). 3) Разработка систем для обеспечения углубленного научно-исследовательского подхода к оценке состояния исследуемых структур и органов пациента.

Для непосредственной работы врачей на местах используются рабочие станции, которые на основе современных компьютерных средств и технологий обеспечивают визуализацию, обработку и анализ двумерных (2D), трехмерных (3D) и динамических (2D+T/3D+T) изображений, как в десктопном варианте исполнения, так и при использовании ВЕБ-технологий. Программное обеспечение (ПО) рабочих станций постоянно совершенствуется.

Наш коллектив уже более 20 лет занимается разработкой ПО для построения и развития таких систем. Разрабатываются специализированные программные модули (СПМ), предназначенные для обработки и анализа изображений, а также сопутствующей диагностической информации, получаемой при выполнении различных диагностических процедур, в том числе модули для оценки перфузии тканей головного мозга, параметров гемодинамики работы сердца и сосудов, оценки состояния легочной ткани, костной системы, молочных желез, кишечника, виртуального проектирования операций по пересадке фрагментов печени и пр.

Выполняемые работы позволили приступить к разработке Проекта «3D Цифровой пациент», в котором поставлена цель перехода от обычного анализа диагностических изображений к построению и последующему анализу анатомо-физиологических моделей исследуемых структур и органов конкретных пациентов. Сформирован подход, включающий выделение из (2D+T)/(3D+T) изображений диагностически значимых статических и динамических параметров, выполнение

сегментаций, построение анатомических моделей с наложением функциональной (физиологической) информации.

Для иллюстрации данного подхода приведем несколько примеров. 1) Для диагностики сердца и сосудов по результатам УЗ, КТ и МРТ исследований проводится разработка СПМ, обеспечивающего сегментацию статических и динамических структур, определение динамики их перемещений и деформаций. Использование законов гидродинамики при обработке динамических УЗ изображений позволяет исследовать движение крови в камерах сердца и сосудах и представлять это движение в векторной форме с указанием направлений и количественной оценкой ламинарного и турбулентного течения. СПМ строит диаграммы работы сердца «поток-объем», определяет энергетические характеристики его работы с учетом движений потоков крови в камерах сердца, выполняет оценку региональной сократимости миокарда. 2) Для моделирования гемодинамических процессов разрабатывается СПМ, обеспечивающий построение анатомических моделей сосудов с учетом взаимодействия потоков крови с упруго-эластичными стенками сосудов и позволяющий вычислять возникающие в стенках напряжения, моделировать различные изменения гемодинамических условий такие как повышение давления и стенозы подводящих сосудов, а также планировать хирургические вмешательства (наложение анастомозов и стентирование).

В настоящее время наблюдается постоянно увеличивающийся интерес к получению из изображений количественных характеристик на основе вычисления статистических параметров выделенных на изображениях патологических областей. За рубежом этот подход получил название радиомика (radiomics). За рубежом разработан стандарт на номенклатуру вычисляемых параметров, который насчитывает ~150 параметров. Первоначально методы радиомики разрабатывались для оценки состояния и прогнозирования поведения онкологических образований. В настоящее время его пытаются использовать для оценки патологических проявлений практически при всех заболеваниях.

Данное направление состоит в определении из 2D/3D изображений наиболее значимых для диагностики параметров, называемых биомаркерами изображений (БМИ) с последующей их верификацией. Для обеспечения этого подхода создаются базы данных, которые содержат многие сотни и тысячи изображений, составляющих обучающую и контрольную выборки, а в качестве средств определения наиболее значимых параметров используются методы интеллектуальной обработки данных такие, как: методы лесов, векторных машин, разного типа нейронных сетей и пр. В наиболее продвинутых исследованиях при верификации используют гистологические изображения и генотип пациента для формирования фенотипов патологических процессов и образований. На полученных БМИ строятся модели оценки состояния исследуемых органов и структур, которые используют в системах поддержки принятия решений врача (СППР) при решении задач дифференциальной диагностики, прогноза, выбора тактики ведения пациента, и пр.

Интерес к данному подходу в нашей стране проявился в организации департаментом здравоохранения Москвы эксперимента по разработке и внедрению решений для автоматического анализа результатов низкодозной компьютерной томографии грудной клетки, маммографии и рентгенографии в московский единый радиологический информационный сервис (ЕРИС).

Мы проводим подобную работу по исследованию БМИ острой недостаточности мозгового кровообращения (ОНМК, инсульта) в рамках Проекта, поддержанного РФФИ. Работа потребовала создание информационной платформы, обеспечивающей сбор данных и реализацию методов выделения параметров для комплексной оценки состояния мозгового кровообращения и структур головного мозга пациентов по данным, получаемым из нативных и ангиографических изображений КТ, а также соответствующей клинической информации.

Разрабатываются методы оценки ранних проявлений ОНМК на КТ изображениях при определении гипотензивных областей и соотнесения их с принятой в мировой практике клинической шкалой (ASPECTS), а также методы выделения и оценки состояния церебальных сосудов и их коллатералей. Создается база данных, для последующей обработки средствами многомерного анализа с целью выделения наиболее значимых БМИ и использованиях их в СППР.

Таким образом, современные методы обработки и анализа изображений обеспечивают врача инструментом, позволяющим проводить диагностику, ретроспективный анализ, прогнозировать

изменения состояния, планировать различные терапевтические и хирургических методы лечения и получать оценку результатов. Такой подход позволяет сочетать и оперативность принятия решений, и углубленный, научный подход к диагностике и лечению пациентов при выявлении причинно-следственных связей, лежащих в основе развития патологических процессов.

ТЕОРИЯ, ПРАКТИКА И МЕТРОЛОГИЯ АУДИОВИЗУАЛЬНЫХ СИСТЕМ

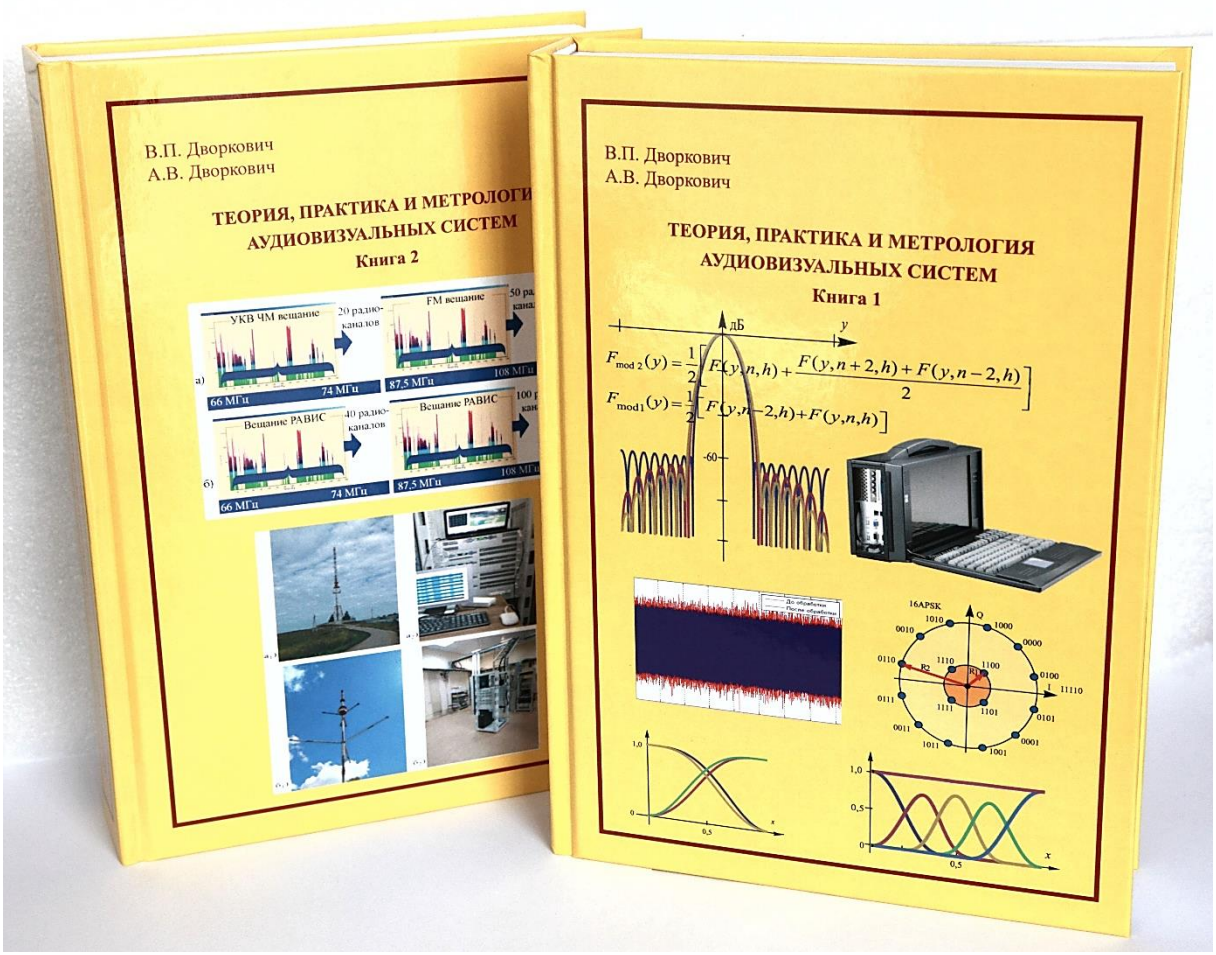
д.т.н., проф. Дворкович В.П., д.т.н., чл.-корр. РАН Дворкович А.В.

Московский физико-технический институт

Основными аспектами широко внедряемой в России «Цифровой экономики», согласно Указам Президента, являются:

- «поддержка традиционных средств распространения информации, в первую очередь – радио»;
- «ключевым направлением повышения конкурентоспособности отечественных информационных технологий – внедрение радиотехнических инновационных систем как приоритетного пути технологического развития».

В связи с этим публикация при финансовой поддержке РФФИ издательством «Техносфера» в конце 2019 года книги «Теория, практика и метрология аудиовизуальных систем» (в 2-х томах, 1495 с.) внесёт существенный вклад России в общемировую систему цифровых телекоммуникаций, взаимодействие с международными стандартами аудиовизуального вещания. Книга посвящена 75-й годовщине ВЕЛИКОЙ ПОБЕДЫ 1945 года, памяти участников и жертв войны.



Технической основой информационной среды начала XXI века определены современные аудиовизуальные системы, обеспечивающие цифровую передачу динамических изображений, речи, звука, иных данных по каналам с различной пропускной способностью.

Состояние и перспективы развития информационных технологий характеризуются становлением и широким практическим использованием техники цифровой обработки сигналов – одной из самых динамичных и быстро развивающихся технологий в мире телекоммуникаций и информатизации общества.

Широко применяемые и внедряемые цифровые аудиовизуальные технологии обеспечивают высокую эффективность использования «цифровой экономики», реализующей современные тенденции радиотелевизионного вещания и связи. Работы по развитию вариантов высокоэффективных систем цифрового телевизионного и звукового радиовещания и видеоконференцсвязи основаны на использовании последних мировых достижений технологий кодирования и передачи мультимедийного контента. Результаты создания новых вариантов систем телерадиовещания позволяют с уверенностью сказать о возможностях принципиального изменения качества воспроизводимой информации.

В этих обстоятельствах особое значение приобретает разработка международных стандартов формирования, передачи и приема цифровой информации с учетом специфики построения мультимедийных систем и создание средств метрологического обеспечения.

К тому же метрологическая безопасность – залог создания высококачественной аудиовизуальной аппаратуры и ее эффективного использования.

Внедрение видеоинформационных систем связано с решением проблем подготовки специалистов для обеспечения разработок, производства и эффективной эксплуатации таких систем, созданием средств их метрологического обеспечения, интегрированием в общемировую систему телекоммуникаций с учётом тенденций перехода к многопрограммному телевидению высокой и сверхвысокой чёткости в глобальном масштабе, передачи информации по наземным, спутниковым, кабельным и интернет сетям.

Во всем мире активно ведутся работы по развитию новых вариантов систем телевизионного и радиовещания, обеспечивающих повышение качества передаваемой информации и зрительского восприятия.

Такие технологии обеспечивают зрителю более широкий диапазон цветов и яркостей, более плавные движения деталей изображения без мельканий, более естественный звук и т.д., создавая эффект вовлечения зрителя в демонстрируемую сцену.

Используются новые варианты яркостей дисплеев воспроизводимых изображений: если для стандартного ТВ обеспечиваются изменение яркостей от 0,1 до 100 кд/м^2, то последние реализации дисплеев увеличивают этот диапазон в сотни раз (от 0,005 до 20000 кд/м^2).

Стандарты многоканального звукового сопровождения телевидения предусматривают использование до 22 воспроизводящих устройств.

Несмотря на широкое внедрение цифровых аудиовизуальных систем, процесс разработки более эффективных алгоритмов сжатия визуальной и звуковой информации и их передачи по каналам с различной пропускной способностью продолжается.

Материал, изложенный в представленной книге, состоит из 16 глав.

В первой из них приведено краткое изложение материалов о видеоинформационных приложениях, системах формирования и представления цифровой видеоинформации.

Сжато анализируются проблемы цифрового преобразования статических и динамических изображений, оцениваются объемы информации при преобразовании в цифровую форму изображений различного разрешения.

Во второй главе излагаются основные проблемы метрологического обеспечения и специфические особенности измерений и контроля в видеоинформационных системах, критерии оценки искажений видеоинформации и специальных измерительных сигналов, сведения о погрешностях измерений и контроля, алгоритмы обработки измерительной информации. Материал также посвящен вопросам синтеза измерительных сигналов для оценки цифровых видеоинформационных систем. На базе предложенных критериев оптимальности измерительных сигналов созданы варианты модернизации сигналов для оценки импульсных, переходных и частотных характеристик, не обладающие известными системными искажениями.

В третьей главе рассмотрены проблемы создания высокоточных алгоритмов обработки измерительных сигналов при оценке параметров видеоинформационных систем. Эффективность обработки измерительных сигналов определяется способностью используемых алгоритмов существенно уменьшить влияние на результаты измерений различного рода помех. Предложены методы цифровой обработки быстроизменяющихся процессов, позволяющие с высокой эффективностью оценивать положение и величину экстремальных значений измерительных сигналов, положение точек сигналов, соответствующих переходу через заданный потенциальный уровень. На основе анализа различных видов измерительных сигналов предложено использование эффективных алгоритмов обработки сигналов и результатов измерений. Исследованы алгоритмы оценки параметров помех в измерительных и в динамических сигналах

изображения, разработаны алгоритмы одновременного измерения параметров флуктуационных и синусоидальных помех по дискретным выборкам.

Глава 4 посвящена исследованиям проблем статистической и визуальной избыточности изображений, излагаются методы и алгоритмы эффективного энтропийного кодирования различных видов информации, оцениваются возможности использования визуальной избыточности статических и динамических изображений для сокращения объемов передаваемой информации.

В главе 5 рассматриваются основные методы сжатия изображений – непосредственное кодирование и кодирование с предсказанием, групповое кодирование изображений, методы блочного и фрактального кодирования, кратномасштабная обработка изображений. Основное внимание уделено анализу дискретных линейных ортогональных преобразований и, в частности, широко используемым дискретному преобразованию Фурье, косинусному преобразованию, преобразованию Кархунена-Лоэва и др. Анализируются методы построения фрактального кодирования изображений.

Вейвлеты и кратномасштабная обработка изображений рассмотрены в главе 6. Исследуются варианты построения систем двухканального, трехканального, четырехканального и пятиканального вейвлет-разложения. Приведены таблицы различных вариантов построения систем субполосного дискретного преобразования сигналов. Рассмотрены проблемы обработки изображений с кратномасштабным дискретным вейвлет-преобразованием.

В главе 7 приводятся сведения о гармоническом анализе сигналов с использованием оконных функций, даны сведения об основных структурах оконных функций. Подробно излагаются принципы синтеза новых оконных функций путем минимизации спектра вне пределов заданного спектрального интервала. Предложен ряд вариантов оконных функций, спектры которых практически совпадают с их временными формами. Кроме того, даны особенности оконных функций Дольфа-Чебышева и Барсилона-Темеша и их оригинальных модификаций, обеспечивающих резкое уменьшение уровней боковых лепестков спектра.

Глава 8 посвящена проблемам внутрикадровой и межкадровой обработки изображений. Анализируются алгоритмы внутрикадрового предсказания пикселей яркости блоков по стандартам H.264/AVC, H.265/HEVC. Приводятся алгоритмы анализа движения, основанные на использовании оптического уравнения, преобразования Фурье, фазовой корреляции. Рассмотрен новый метод анализа смены сюжета. Подробно изложены варианты визуализации параметров кодирования видеоинформации, включая режимы внутрикадрового и межкадрового предсказания, а также деблокирующей фильтрации.

В главе 9 изложены проблемы реализации кодирующих систем статических изображений JPEG и JPEG-2000, а также алгоритмы, применяемые в основных стандартах кодирования динамических изображений H.261, H.263, H.264/AVC, H.265/HEVC и H.266/VVC. Последний стандарт – универсальное кодирование видео – должен быть принят в 2021 году и обеспечит повышение эффективности кодирования на 50% по сравнению со стандартом H.265. Анализируются профили и уровни кодирования, алгоритмы обработки информации, эффективность сжатия динамических изображений. Кроме того, в этой части рассмотрены некоторые проблемы реализации кодирующих устройств и визуализации их параметров.

Глава 10 посвящена изложению методов кодирования речевой и звуковой информации, анализируются основные характеристики и цифровое представление речевой и звуковой информации, приводится достаточно подробное описание основных стандартов цифрового кодирования речи от G.711 до G.729 и др., алгоритмы кодирования высококачественного звука, приведенные в стандартах MPEG-1, MPEG-2, MPEG-4, Dolby AC-3. Подробно изложены персептивные методы оценки качества кодирования аудиоинформации.

В 11-ой главе излагаются основные параметры и методы измерения интерфейсов в цифровых видеоинформационных системах. Рассмотрены параллельные интерфейсы SPI, цифровые последовательные интерфейсы SDI, синхронные SSI и асинхронные ASI последовательные интерфейсы, высокоскоростные интерфейсы IEEE-1394. Анализируются основные виды искажений цифровых сигналов, проявляющихся в виде различных типов джиттера. Анализируются также алгоритмы мультиплексирования цифровых потоков: транспортный и программный потоки MPEG-2, обобщенные потоки GSE, GCS и GFPS.

Глава 12 посвящена анализу основных методов модуляции и помехоустойчивого кодирования цифровой информации, приводится описание систем многочастотной OFDM модуляции, алгоритмы синхронизации OFDM сигналов в приемных устройствах. Проведен подробный анализ помехоустойчивого канального кодирования в современных системах передачи цифровой информации, анализируются методы преобразования сигналов при OFDM модуляции.

В главе 13 анализируются основные стандарты систем цифрового телевизионного вещания, приводится достаточно подробное описание основных современных стандартов передачи цифрового ТВ: ATSC, различных видов DVB, японского семейства ISDB, китайских DTMB, DTMB-A, новейшей американской системы ATSC 3.0, стандарт которой принят в 2017 году, новой европейской технологией WiB, являющейся предложением для следующего поколения цифровых наземных сетей DVB. Название WiB означает

широкополосное повторное использование УВЧ/ОВЧ диапазона частот, при этом обеспечивается резкое (до 17 дБ) уменьшение мощностей передающих устройств.

В последние годы в ряде стран проводятся опытные испытания систем передачи телевидения сверхвысокой четкости UHDTV в наземных телевизионных сетях. Так, в Японии проводятся исследования по технологии передачи систем цифрового наземного вещания, которые будут предоставлять услуги большого объема контента 8K, который имеет разрешение в 16 раз больше, чем HDTV. Большинство неопределенностей было решено при внедрении в Южной Корее службы 4K-UHDTV в полосе частот 6 МГц. Запуск 4K-системы через наземные широковещательные сети был расширен за счет привлечения участвующих вещателей для производства соответствующего контента. Полевые эксперименты 4K-UHDTV были проведены во Франции, в Испании, Англии, Бразилии, Швеции. К сожалению, Россия не принимает в этом никакого участия.

14-ая глава посвящена измерениям в системах цифрового телевидения DVB-T/T2, DVB-S/S2 и DVB-C/C2. Приводятся структуры передающих и приемных устройств спутниковых и кабельных, а также наземных сред телевизионного вещания с указанием точек измерения. Даны таблицы общих и специфических параметров спутниковых и кабельных сред передачи, а также параметров эфирной среды передачи. Даны определения и методы измерения основных параметров систем передачи, приведен авторский анализ квадратурных сигналов I и Q, изложены варианты подавления пиков OFDM-сигналов и др.

В 15-ой главе дано описание современных звуковых мультимедийных систем радиовещания: DAB и ее модификаций; японской системы ISDB-TSB; американской системы IBOC DSB; системы, созданной международным консорциумом DRM; китайской системы CDR и российской системы РАВИС. Основной материал посвящен описанию аудиовизуальной информационной системы реального времени РАВИС и ее метрологическому обеспечению. Важнейшим стимулом реализации системы РАВИС является стандарт ГОСТ Р 54309–2011, в котором определены параметры формирования кадровой структуры, канального кодирования и модуляции для системы цифрового наземного узкополосного телерадиовещания в ОВЧ диапазоне. В этом материале приведены характеристики кодеров источников информации, передающего и приемного устройств, эффективности реализации системы, возможности использования множества дополнительных сервисов, результаты натурных испытаний и разработки соответствующей аппаратуры.

Приводятся результаты подробных натурных испытаний системы РАВИС в Москве, Сочи, Казани и Ижевске, подтвердившие эффективность проведенной разработки. Нормы на основные параметры оборудования системы РАВИС и методы их измерения при испытаниях и эксплуатации устанавливает отечественный стандарт ГОСТ Р 55689–2013 и ряд международных документов. Особое внимание уделено проблемам оценки параметров радиочастотной части системы.

Последняя глава 16 посвящена технологии видеоконференцсвязи и ее использованию в телемедицине и дистанционном образовании. Технологической основой как телемедицины, так и дистанционного образования является цифровая видеоконференцсвязь, обеспечивающая интерактивность и большой объём мультимедийной информации, передаваемой в реальном времени. Стандартные системы видеоконференцсвязи реализуются, в основном, на базе использования трех разделов рекомендаций ITU-T:
- аудиовизуальные и мультимедийные систем (серия H);
- передающие системы и средства, цифровые системы и цепи (серия G);
- терминалы для телематических сервисов (серия T).

Внедрение цифровых аудиовизуальных систем различного назначения решает проблемы:
- создания высококачественных систем интерактивного цифрового телевизионного вещания при удовлетворении постоянно возрастающих запросов на частотные присвоения систем связи без пересмотра частотных планов;
- разработки и внедрения принципиально новых систем мобильного телерадиовещания;
- создания принципиально новых интерактивных систем опроса общественного мнения;
- обеспечения деятельности органов государственной власти;
- создания мобильной видеоконференцсвязи между центральными учреждениями с удаленными центрами и районами, а также удаленных районов между собой;
- обеспечения сбора и распространения различной информации экономического и политического характера, распространяемой органами власти среди населения, популяризации проводимых властями программ, акций, мероприятий;
- реализации оперативного контроля объектов и дистанционного управления по устранению аварий и чрезвычайных ситуаций;
- оптимизации лечебной и профилактической деятельности, созданию систем мобильной телемедицины;
- создания систем дистанционного обучения на базе ведущих ВУЗов, расширения системы подготовки абитуриентов и пр.;

- поддержки малого бизнеса, проведения рекламных мероприятий и др.

THEORY, PRACTICE, AND METROLOGY OF AUDIOVISUAL SYSTEMS

Dr.Eng.Sc., Prof. Dvorkovich V.P., Dr.Eng.Sc., Corr. Member of RAS Dvorkovich A.V.

Moscow Institute of Physics and Technology

Widely used and implemented digital audio-visual technologies ensure high efficiency of the “digital economy” utilization, which implements modern trends in radio and television broadcasting and communications. The development of highly efficient digital television and sound broadcasting systems and videoconferencing systems is based on the use of the latest world achievements in multimedia content coding and transmission technologies. The creation of new broadcasting systems allows us to say with confidence about the possibilities of fundamentally changing the quality of reproduced information.

In these circumstances, the development of international standards for the formation, transmission and reception of digital information is of particular importance, taking into account the specific features of multimedia systems and its metrological support. In addition, metrological safety is the key for creating high-quality audio-visual equipment and its effective use.

In this regard, the publication of the book “Theory, Practice and Metrology of Audiovisual Systems” (in 2 volumes, 1495 p.) with the financial support of the Russian Foundation for Basic Research at the end of 2019, will make a significant contribution of Russia in the global digital telecommunication system, interaction with international audiovisual broadcasting standards.

СЕКЦИЯ № 1. ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И СИСТЕМ.

ПЕРЕПРОЕКТИРОВАНИЕ НЕПРЕРЫВНОГО ЗСУР-РЕГУЛЯТОРА В ЦИФРОВОЙ РЕГУЛЯТОР ДЛЯ НЕЛИНЕЙНОГО ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ В ВИДЕ КОНИЧЕСКОГО РЕЗЕРВУАРА

доц. Бобиков А.И., студ. Буркина О.Н.

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина

В данной работе рассмотрена задача перепроектирования непрерывного регулятора в цифровой регулятор для нелинейного объекта в виде конического резервуара с использованием методики согласования управление/функция Ляпунова. Основная идея метода согласования нелинейной цифровой системы заключается в нахождении цифрового регулятора состояния, обеспечивающего такое же качество управления, как и для непрерывной системы с обратной связью по состоянию. Синтез регулятора основан на теории ЗСУР. Наряду с эмуляцией Эйлера были исследованы первое (m=1) и второе (m=2) приближения закона управления коническим резервуаром. Полученные результаты свидетельствуют о том, что при увеличении порядка приближения цифровая реализация системы становится более близкой к непрерывной.

В последние десятилетия в качестве общих методов проектирования появилась стратегия зависящего от состояния уравнения Риккати (ЗСУР), которая предоставляет систематические и эффективные средства проектирования непрерывных нелинейных систем и имеет много возможностей, которыми не обладают другие нелинейные методы проектирования [4]. Из-за больших достоинств в настоящее время актуальной задачей является синтез нелинейного цифрового управления.

Для дискретизации непрерывных систем применение находит эмуляция Эйлера [6], которая дает положительные результаты лишь при малых периодах дискретизации T. Однако в этом случае с увеличением T исчезают многие свойства непрерывного ЗСУР-регулятора. В [4] рассмотрено решение этой проблемы, связанное с использованием методики согласования управления/функции Ляпунова, так как она восстанавливает утерянные свойства непрерывного регулятора, позволяет увеличить период дискретизации T, и в результате дискретная реализация становится более близкой к непрерывной реализации.

Идея метода согласования управления/функции Ляпунова заключается в следующем.

Пусть непрерывный нелинейный объект управления описывается уравнением

$$\dot{x} = f_c(x) + b_c(x)u_c. \tag{1}$$

В результате расширенной параметризации [5] получаем $f_c(x) = A_c(x)x_c$. Предположим, что $u_c(t) = u_k = const,\ k = 0,1,2,\dots, t\epsilon[kT,(k+1)T]$ на каждом временном интервале с периодом дискретизации T, тогда дискретную эквивалентную модель системы, описанную (1), можно представить в виде нелинейного разностного уравнения

$$x_{k+1} = e^{T(A_c x_c + u_c b_c)}x_k, \tag{2}$$

где $e^{T(A_c x_c + u_c b_c)} = 1 + \sum_{i\geq 1}\frac{T^i L^i (A_c x_c + u_k b_c)}{i!}$ представляет собой экспоненциальный оператор Ли L, связанный с правой частью уравнения (1) в моменты дискретизации $x(t = kT) = x_k$ для $k \geq 1$ при $x_0 = x(t = 0)$.

Уравнение (3) описывает разность функции Ляпунова

$$V(x_c)|_{t=(k+1)T} - V(x_c)|_{t=kT} = \int_{kT}^{(k+1)T} \dot{V}\left(x_c(\tau)\right)d\tau. \tag{3}$$

Левая часть (3) представляет эволюцию дискретной системы и может быть вычислена как

$$V\left(e^{T(A_c x_c + u_k b_c)}x|_{x_k}\right) - V(x_k). \tag{3а}$$

Для получения цифрового управления с обратной связью необходимо решить уравнение (3) до m приближений в T. Оно принимает следующий вид [2]:

$$u_k = u_d^T = u_{d0} + \sum_{i\geq 1}^{m}\frac{T^i}{(1+i)!}u_{di}, \tag{4}$$

где

$$u_{d0} = u_c|_{t=kT}, \tag{4а}$$

$$u_{d1} = \dot{u}_c|_{t=kT}, \tag{4б}$$

$$u_{d2} = \ddot{u}_c|_{t=kT} + \frac{u_{d1}}{2}\cdot\frac{L_f L_b V - L_b L_f V}{L_b V}\Big|_{t=kT}. \tag{4в}$$

Здесь $u_c(t)$ – непрерывное управление, $L_bV = \frac{\partial V}{\partial x} \cdot b$, $L_fL_bV = \frac{\partial L_bV}{\partial x} \cdot f = \frac{\partial}{\partial x}\left[\frac{\partial V}{\partial x} \cdot b\right]f$, $L_bL_fV = \frac{\partial L_fV}{\partial x} \cdot b = \frac{\partial}{\partial x}\left[\frac{\partial V}{\partial x} \cdot f\right]b$.

Удается осуществить применение данной концепции также для решения проблем, связанных с построением цифрового закона управления, путем реализации методов обратного шага (backstepping) и пассивного контроллера [6].

Рассмотрим применение этой методики для реализации цифрового ЗСУР-управления коническим резервуаром с жидкостью, который представлен на рисунке 1.

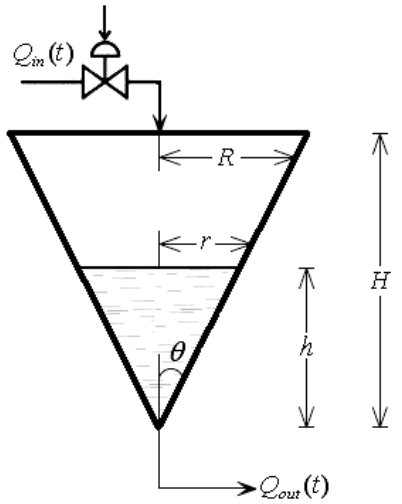


Рисунок 1. Схематическая модель конического резервуара

Здесь R – радиус основания конического резервуара, H – высота конического резервуара, r – радиус конического резервуара на определенной высоте уровня жидкости, h – высота уровня жидкости в коническом резервуаре. Управление $u(t)$ представляет собой регулирование притока жидкости $Q_{in}(t)$ и осуществляется с помощью верхней трубы. Отток жидкости $Q_{out}(t)$ идет через нижнюю трубу под действием силы тяжести. Рассматривается задача регулирования уровня жидкости на номинальном значении h_0=const.

Обозначим $h(t)$ как $x(t)$, и, следовательно, $\frac{dh(t)}{dt} = \dot{x}$. Нелинейная модель процесса управления уровнем жидкости в резервуаре, другими словами, уравнение объекта управления имеет вид [3]:

$$\dot{x} = \frac{-c_pH^2\sqrt{2gx(t)}}{\pi R^2x^2(t)} + \frac{H^2}{\pi R^2x^2(t)} \cdot u(t), \quad (5)$$

где $f(x) = \frac{-c_pH^2\sqrt{2gx(t)}}{\pi R^2x^2(t)}$, $b(x) = \frac{H^2}{\pi R^2x^2(t)}$ – скалярные функции.

В уравнении (5) для состояния равновесия x и u не равны нулю, т.е. $f(0)\neq 0$. Таким образом, требуется зависящая от состояния параметризация, при которой выполняется условие $f(0)=0$. Чтобы применить метод ЗСУР, уравнение (5) должно быть преобразовано так, чтобы переменная состояния, также как управление, была равна нулю в состоянии равновесия. Обозначая в состоянии равновесия, т.е. при $\dot{x} = 0$, переменную состояния как $\bar{x}$, из уравнения (5) определяем уравнение $\bar{u} = c_p\sqrt{2g\bar{x}}$, чтобы удерживать уровень жидкости в состоянии равновесия. С помощью введения отклонений переменной состояния X и управления U относительно их значений $\bar{x}$ и $\bar{u}$ в состоянии равновесия

$$X = x - \bar{x},\ U = u - \bar{u}. \quad (6)$$

Представим уравнение (1) в отклонениях

$$\dot{X} = f(X) + b(X)U, \quad (7)$$

где

$$f(X) = \frac{-c_pH^2\sqrt{2g(X+\bar{x})}}{\pi R^2(X+\bar{x})^2}, \quad (8)$$

$$b(X) = \frac{H^2}{\pi R^2(X+\bar{x})^2}. \quad (9)$$

При этом для реальной модели управления параметры принимают значения c_p= 0.05 м^2, g = 9.81 м/с^2, R = 1 м, H = 2 м, $\bar{x}$ = 1, $\bar{u}$ = 0.2236.

Непрерывное ЗСУР управление для конического резервуара имеет вид [3]:

$$U(X) = c_p\left(\sqrt{2g(\bar{x}+X)} - \sqrt{2g\bar{x}}\right) - sign(X)\sqrt{c_p^2\left(\sqrt{2g(\bar{x}+X)} - \sqrt{2g\bar{x}}\right)^2 + X^2}. \quad (10)$$

Рассмотрим предлагаемую методику синтеза цифрового регулятора. Для этого положим

$$q = \sqrt{c_p^2\left(\sqrt{2g(\bar{x}+X)} - \sqrt{2g\bar{x}}\right)^2 + X^2}\,,\ z = gc_p^2\left(\sqrt{\bar{x}+X} - \sqrt{\bar{x}}\right).$$

Используя формулы (4а), (4б) получаем выражения:

$$u_{d0} = u_c|_{t=kT=} c_p\left(\sqrt{2g(\bar{x}+X)} - \sqrt{2g\bar{x}}\right) - sign(X)q, \quad (11)$$

$$u_{d1} = \dot{u}_c|_{t=kT} = \frac{\sqrt{2g}c_p\dot{X}}{2\sqrt{\bar{x}+X}} - \frac{sign(X)\dot{X}}{q}\left(\frac{z}{\sqrt{\bar{x}+X}} + X\right). \quad (12)$$

При использовании функции Ляпунова, равной $V = X^2/2$, получаем следующие результаты для производных Ли, входящих в выражение (4в):

$$\frac{L_f L_g V - L_g L_f V}{L_g V} = \frac{\sqrt{2g}H^2 c_p}{2R_p^2 x^2 \pi\sqrt{x}}.$$

Тогда, используя выражение (4в), получаем:

$$u_{d2} = \ddot{u}_c|_{t=kT} + \frac{u_{d1}}{2}\cdot\frac{L_f L_g V - L_g L_f V}{L_g V} = \ddot{u}_c|_{t=kT} + \frac{u_{d1}}{2}\cdot\frac{\sqrt{2g}H^2 c_p}{2R_p^2 x^2\pi\sqrt{x}}\,, \quad (13)$$

где

$$\ddot{u}_c = \frac{\sqrt{2g}c_p\ddot{X}}{2\sqrt{\bar{x}+X}} - \frac{\sqrt{2g}c_p(\dot{X})^2}{4\sqrt{(\bar{x}+X)^3}} + \frac{sign(X)\cdot(\dot{X})^2}{q^3}\left(\frac{z}{\sqrt{\bar{x}+X}} + X\right)^2 -$$
$$-\frac{sign(X)}{q}\left[\frac{gc_p^2(\dot{X})^2}{2(\bar{x}+X)} + \frac{z\ddot{X}}{\sqrt{\bar{x}+X}} - \frac{z(\dot{X})^2}{2\sqrt{(\bar{x}+X)^3}} + X\ddot{X} + \left(\dot{X}\right)^2\right]. \quad (14)$$

Для приближений m=1, m=2 цифровое управление сферическим резервуаром при периоде дискретизации T в соответствии с формулой (4) соответственно принимает вид:

$$u_k|_{m=1} = u_{d0} + \frac{T}{2}u_{d1},$$

$$u_k|_{m=2} = u_{d0} + \frac{T}{2}u_{d1} + \frac{T^2}{6}u_{d2} = u_{d0} + \frac{T}{2}u_{d1} + \frac{T^2}{6}\left[\ddot{u}_c + \frac{u_{d1}}{2}\cdot\frac{L_f L_b V - L_b L_f V}{L_b V}\right],$$

где переменные u_{d0}, u_{d1}, u_{d2}, $\ddot{u}_c$ принимают значения, описываемые выражениями (11)–(14).

На рисунке 2 представлены графики зависимости $x(t)$ при различных периодах дискретизации T, полученные при эмуляционном моделировании цифрового закона управления коническим резервуаром при начальных условиях $\bar{x} = 1$, $\bar{u} = 0.2236$.

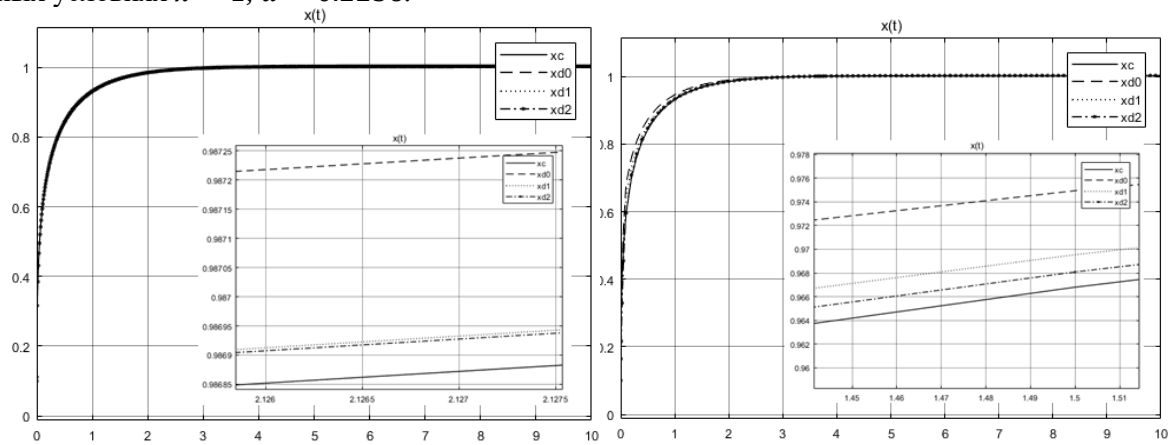


Рисунок 2. Зависимость $x(t)$ при периоде дискретизации T=0.01с (слева) и T=0.1с (справа)

Анализируя результаты, представленные на рисунке 2, можно сделать вывод о том, что для системы конического резервуара с помощью методики согласования управления/функция Ляпунова можно построить цифровую систему, практически эквивалентную непрерывной x_c в каждый момент времени. Необходимо отметить, что при одной и той же точности применяемый метод дает возможность увеличивать период дискретизации T.

Дополнительно для анализа качества используемого метода воспользуемся таким критерием качества как интегральная абсолютная ошибка вида

$$J = \int_0^\infty |\varepsilon(t)|dt,$$

где $\varepsilon(t)$ есть разность между выходом непрерывной системы и выходом цифровой системы.

Таблица 1

Вычисление интегральной абсолютной ошибки

	Период дискретизации T		
Порядок приближения m	T=0.01 с	T=0.1 с	T=0.3 с
m=0	J=0.004092	J=0.0478	J=0.1599
m=1	J =0.001032	J =0.02078	J=0.0876
m=2	J=0.0008679	J=0.01084	J=0.07307

В таблице 1 представлены результаты, свидетельствующие о том, что при увеличении порядка приближения до m=2 цифровая реализация системы конического резервуара становится более близкой к непрерывной реализации, чем при m=0 и при m=1. Это подтверждает правильность выводов, сделанных при анализе рисунка 2.

Для повышения точности перепроектирования при заданном периоде дискретизации T и фиксированном порядке регулятора предлагается введение постоянных коэффициентов $h_k=(1-q_kT)T_k$ в слагаемые, представляющие цифровой закон управления (4) [7]:

$$u_k = u_d^T = u_{d0} + \sum_{i\geq 1}^{m} \frac{h_k}{(1+i)!} u_{d1}. \quad (15)$$

Для этого необходимо провести настройку введенных коэффициентов h_k с целью получения выходного сигнала $u_{di}(t)|_{t=kT}$ цифровой системы, близкого к выходному сигналу $u_c(t)$ непрерывной системы. С этой целью рассматривается две методики: оптимизация коэффициентов с помощью пакета *Simulink Response Optimization* и с помощью пакета *Optimization Toolbox* системы *MATLAB.*

Литература

1. Бобиков А.И. Субоптимальные нелинейные системы управления. Метод расширенной линеаризации. Рязань, 2015.
2. Бобиков А.И., Галкина Е.А. Цифровой ЗСУР-регулятор для нелинейного объекта управления: Материалы Международной научно-практической конференции. Сочи, 2016.
3. Бобиков А.И., Шабирина А.В. Проектирование нелинейной системы управления уровнем жидкости в коническом резервуаре с помощью метода ЗСУР //Математическое и программное обеспечение вычислительных систем: Межвуз. сб. научных трудов. Рязань. 2014.
4. Monaco S, Normand-Cyrot D. Issues on nonlinear digital systems. Eur J Control 2001.
5. Mracek C. P., Cloutier J. R. Control designs for the nonlinear benchmark problem via the state-dependent Riccati equation method, International Journal of Robust and Nonlinear Control, 1998.
6. Tanasa V. Development of theoretical and computational tools for the design of control strategies for nonlinear sampled-data systems. PhD Thesis. Universit´e Paris Sud Paris XI; Universit´e Politehnica de Bucarest, Paris.
7. Бобиков А.И., Буркина О.Н. Цифровой ЗСУР-регулятор уровня жидкости для объектов нефтехимической промышленности // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 66.

REDESIGN OF THE CONTINUOUS SDRE-REGULATOR TO THE DIGITAL REGULATOR FOR A NONLINEAR CONTROL OBJECT IN THE FORM OF A CONICAL TANK

Assoc. Prof. Bobikov A.I., stud. Burkina O.N.

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin

In this paper, we consider the problem of redesigning a continuous regulator into a digital regulator for a nonlinear object in the form of a conical tank using the Lyapunov control / function matching technique. The main idea of this method a nonlinear digital system is to find a digital state-space regulator that provides the same control

quality as continuous system. The synthesis of the regulator is based on the theory of SDRE. Along with emulation, the first ($m = 1$) and second ($m = 2$) approximations of the conical reservoir control law were researched. The obtained results indicate that with an increase of the approximation order, the digital implementation of the system becomes similar to continuous case.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО КАНАЛА СВЯЗИ В ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОДАХ ЧЕРНОГО МОРЯ

с.н.с., к.т.н. Душин С. В.

Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН

В докладе представлены результаты моделирования высокочастотного гидроакустического канала связи в поверхностных водах, в условиях характерных для прибрежной полосы Черного моря. Центральная частота моделируемого канала равна 150 кГц.

Модель канала связи учитывает следующие специфические условия: многолучевое распространение, возникающее из-за отражений от поверхности воды и дна; типовую диаграмму направленности высокочастотных излучателей и гидрофонов; эффект Доплера, возникающий из-за движения поверхности воды и дрейфов приемника и передатчика; неравномерность АЧХ канала в полосе пропускания и характеристик излучателей и приемников; характеристики шума на рассматриваемых частотах; профиль зависимости скорости от глубины, характерный для Черного моря в теплое время года. Модель реализована на основе открытого программного обеспечения Bellhop и Acoustic Channel Simulator.

Введение

Широко известно, что беспроводная связь с подводными объектами в значительной степени затруднена, ввиду быстрого затухания электромагнитных волн в воде, величина которого возрастает по мере роста частоты. В этих условиях для организации беспроводной подводной связи активно используются гидроакустический и оптический каналы. При этом гидроакустический канал связи широко применяется для организации сравнительно низкоскоростного обмена данными на расстояния до десятков тысяч километров [1], тогда как основное применение оптических беспроводных систем – высокоскоростные каналы связи на малые расстояния [2].

Одним из актуальных направлений развития современных подводных систем связи является передача высокоскоростного трафика, в том числе потокового видео, с бортов необитаемых подводных аппаратов (НПА) на относительно малые расстояния по беспроводным каналам связи. В этом направлении на сегодня развиваются два перспективных подхода. Первый – оптические системы связи, работающие в сине-зеленом диапазоне, которые уже сегодня позволяют организовывать связь со скоростью передачи информации до нескольких гигабит/с на расстояния до 100 м в чистой воде, но испытывающих существенные затруднения во многих реальных условиях, например при наличии взвеси в воде [2]. Второй – высокоскоростная гидроакустическая связь, обеспечивающая значительно более низкую пропускную способность, но обладающая большей универсальностью с точки зрения области применения [3].

Поскольку гидроакустические каналы связи характеризуются довольно быстрым ростом затухания от частоты [1,4], существующие системы, как правило, используют частоты не более 100 кГц [3], тогда как использование частот более 100 кГц является перспективным направлением. Сложность реализация высокочастотных гидроакустических систем связи во затруднена не только существенным затуханием в канале, но и наличием присущих гидроакустическим каналам сильной межсимвольной интерференцией, эффектом Доплера и нестационарностью характеристик канала. Кроме того, многообразие условий в реалиях естественных водоемов приводит к существенной вариативности характеристик канала для различных широт и типов вод [1]. В связи с этим, для создания адекватной модели канала связи необходимо учитывать специфические условия каждого применения.

В работе рассмотрена модель гидроакустического высокочастотного широкополосного канала связи с центральной частотой 150 кГц, в условиях характерных для использования НПА в бухтах и акваториях Черного моря в теплый период года [5]. Среди многообразия программного обеспечения, позволяющего моделировать распространение гидроакустических волн, для моделирования выбрано программное обеспечение с открытым исходным кодом Acoustic Channel Simulator [6] и симулятор BELLHOP [7].

Модель высокочастотного гидроакустического канала

Гидроакустический канал характеризуется наличием естественных поверхностей и препятствий, взаимодействуя с которыми акустическая волна отражается и(или) рассеивается. В базовой модели, широко

применяемой для моделирования гидроакустических каналов, принимается во внимание основные источники многолучевого распространения - отражение от поверхности воды и дна [7]. Однако в большинстве случаев, в том числе и рассматриваемом случае высокоскоростного канала связи с подводными мобильными объектами, для построения адекватной модели канала необходимо учитывать целый ряд дополнительных факторов, влияющих на стабильность характеристик канала, характеристики внутриполостного шума и доплеровское искажение сигнала. Схематично условия распространения высокочастотной гидроакустической волны показаны на рисунке 1 и рассмотрены ниже:

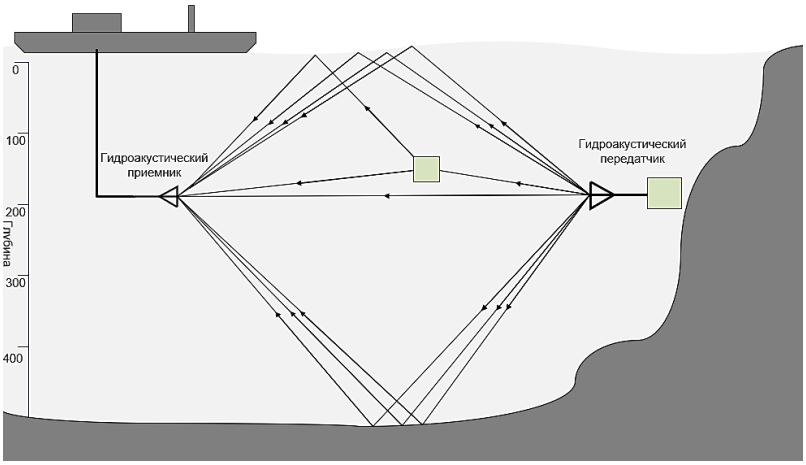


Рисунок 1. Особенности гидроакустического канала связи

Для прямого и каждого отраженного луча в отдельности можно записать закон зависимости затухания от расстояния, пройденного волной [8]:

$$A(d,f) = k * 10\log(d) + d * a(f) * 10^{-3}, \quad (1)$$

Где d – расстояние в километрах, k – коэффициент распространения, зависящий от геометрии распространения волны, $a(f)$ – коэффициент поглощения, выраженный в децибелах на километр.

Эмпирический закон зависимости $a(f)$ от частоты может быть выражен как [9]:

$$a(f) = \frac{0.11*f^2}{1+f^2} + \frac{0.44*f^2}{4100+f^2} + 2.75 * 10^{-4} * f^2, \quad (2)$$

Согласно многолучевой модели, канал может быть представлен в виде совокупности передаточных функций каждого луча [4]:

$$H(f)_{\text{кан}} = \sum_{n=1}^{N} H(f)_n * e^{-j2\pi f\tau_n}. \quad (3)$$

При этом передаточная характеристика каждой компоненты может быть представлена как [4]:

$$H(f)_n = \frac{\Gamma_n}{\sqrt{A(f,d)_n}}, \quad (4)$$

где Γ_n - коэффициент отражения от поверхности.

Важным условиям при рассмотрении высокочастотных каналов связи является то, что для организации связи по ним используются преимущественно направленные гидроакустические излучатели и гидрофоны [10], что позволяет снизить эффекты многолучевого распространения и повысить уровень сигнала на приеме. Чтобы учесть это при рассмотрении канала, примем что излучатель имеет коническую диаграмму направленности, для которой коэффициент распространения k может быть принят равным 1.2. Учитывая диаграмму направленности, передаточная функция канала может быть записана как:

$$H(f)_n = \sum_{n=1}^{N} K_n(\theta)\frac{\Gamma_n}{\sqrt{A(f,d)_n}} * e^{-j2\pi f\tau_n}, \quad (3)$$

где $K_n(\theta)$ нормированный коэффициент усиления излучателя, θ – угол луча.

При центральной частоте канала равной 150 кГц и ширине +-25 кГц канал является широкополосным (условие $F_{\text{н}}/\Delta f >> 1$ не выполняется). Данное обстоятельство значительно усложняет моделирование, так как необходимо рассчитывать форму импульсной характеристики каждого луча отдельно. Однако при разделении канала на субканалы или применении технологии OFDM, каждый субканал можно считать узкополосным. Допуская данные условия, для моделирования можно использовать подход, предложенный в [4]. Суть данного подхода заключается в применении одинаковой формы импульсной характеристики для всех лучей. Таки образом, передаточная характеристика узкополосного стационарного канала может быть выражена как:

$$H(f)_{\text{кан}} = H_0(f)\sum_{n=1}^{N} h_n * e^{-j2\pi f\tau_n}, \quad (4)$$

где $H_0(f)$ опорная передаточная функция.

Дополнительно стоит отметить, что в рассматриваемом случае необходимо также учитывать эффект рассеивания волны при её взаимодействии с препятствиями, размеры которых больше или сравнимы с длинной волны. Для моделирования также использован подход, предложенный в [4].

Другим важным аспектом является то, что гидроакустические каналы обладают низкой стационарностью даже в условиях, если приёмник и передатчик установлены на стационарных объектах. Основными источниками нестационарности являются движущая поверхность воды, рассеивание при наличии на пути сигнала подвижных объектов, дрейф приемника и передатчика, а для мобильных объектов она дополнительно вызовется движением самих объектов сети. При этом низкая скорость распространения волны обуславливает наличие значительного эффекта Доплера даже при относительно медленном перемещении объектов. Так как движение поверхности и дрейф подводных объектов являются случайными процессами, требуется статистически характеризовать канал. Для моделирования использован подход, предложенный в [4].

Согласно [5] профиль скорости распространения волны в Черном море в теплое время описывается следующей кривой, показанной на рисунке 2. Данный профиль используется для моделирования канала далее.

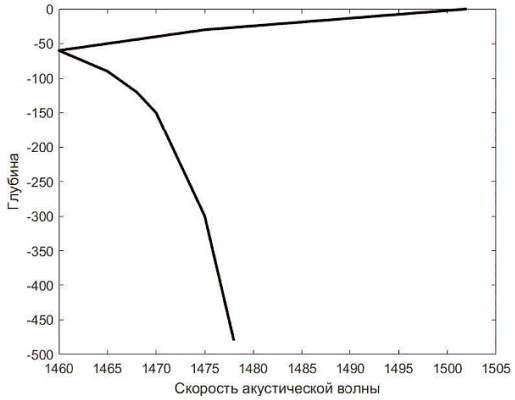


Рис. 2. Профиль скорости волны от глубины в Черном море

Положительным моментом при использовании высокочастотного гидроакустического канала является то, в полосе частот более 100 кГц преобладает тепловой шум, тогда как техногенные, атмосферные и биологические шумы являются внеполосными и могут быть отфильтрованы [11, 12]. Таким образом, для моделирования шум в канале может быть использован гауссовский процессом спектральной плотностью мощности [12]:

$$N = -15 + 20logf \text{ дБ мкПа/Гц}, \quad (7)$$

где f – частота в килогерцах

Результаты моделирования

Затухание, импульсная характеристика и её вариативность, полученные в результате моделирования, представлены на рисунках 3 и 4. Результаты получены для глубины погружения приемника и передатчика на глубину 40м и расстояния между приемником и передатчиком равным 100м. Усредненная глубина – 100м. Ширина отдельного субканала равна 1 кГц, центральная частота канала 150 кГц.

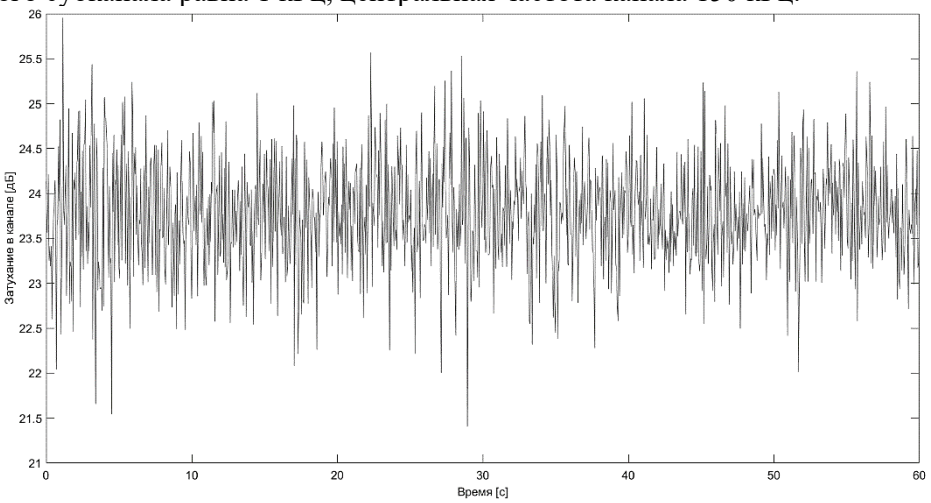


Рис. 3. Вариативность затухания в канале связи для выбранных условий

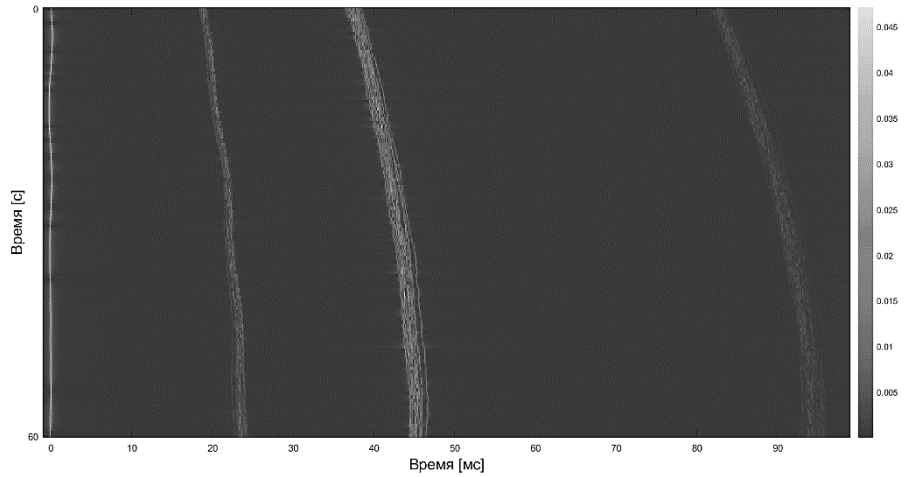


Рис. 4. Импульсная характеристика канала и её вариативность (относительно прямого луча)

Расчетное отношение сигнал/шум при выходном уровне передатчика 150 дБ мкПа и занимаемой суммарным сигналом полосе 125-175 кГц для разных расстояний между приемником и передатчиком представлено на рисунке 5.

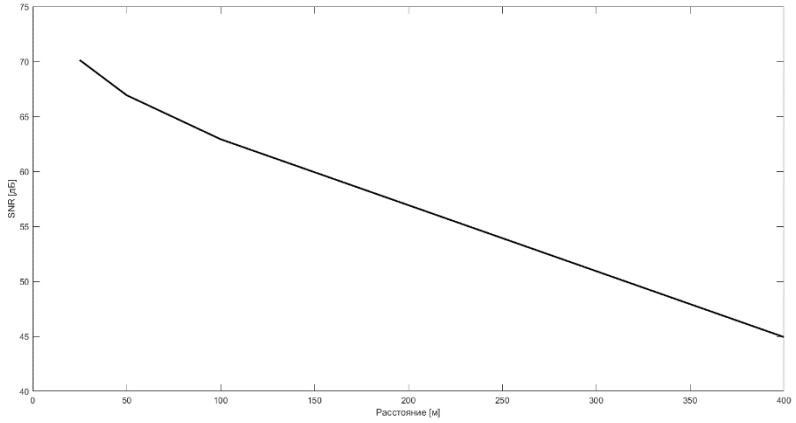


Рис. 5. Зависимость отношения сигнал/шум от расстояния между приемником и передатчиком

Заключение

Рассмотренная в работе модель учитывает многолучевое распространение, диаграммы направленности излучателя и гидрофона, профиль скорости распространения волны, характерные для Черного моря, а также шум в канале, характерный для рассматриваемого частотного диапазона.

Моделирование показывает, что затухание и уровень шума в канале позволяет использовать его для построения высокоскоростных систем связи на расстояния до сотен метров. В частности, в типовых условиях при дистанции 100 метров и глубине 50 метров затухание не превышает 30 дБ, тогда как расчётное соотношение сигнал шум равно 65 дБ. При этом использование канала в значительной степени затруднено имеющимся в канале эффектом Доплера и нестационарностью его импульсной характеристики, что требует мощных инструментов выравнивания канала и компенсации эффекта Доплера. Дальнейшие работы подразумевают проверку полученных данных в реальных условиях.

1. Литература

2. J. Preisig, Acoustic Propagation Considerations for Underwater Acoustic Communications Network Development / ACM SIGMOBILE, vol. 11, no. 4, 2007, pp. 2–10.
3. S. N. Kirillov, V. T. Dmitriev and L. V. Aronov Wireless System of High-Speed Underwater Optical Communication for Transmission for Videodata from a Board of a Submersible / 2018 Inter. Multi-Conference on Ind. Engineering and Modern Tech. (FarEastCon), Vladivostok, 2018, pp.1-4.
4. Источник [сайт] URL: https://evologics.de/acoustic-modem/hs (дата обращения: 10.12.2019).

5. P. Qarabaqi, M. Stojanovic Statistical Characterization and Computationally Efficient Modeling of a Class of UnderwaterAcoustic Communication Channels, IEEE JOURNAL OF OCEANIC ENGINEERING, VOL. 38, NO. 4, OCTOBER 2013
6. В.С. Архипкин, М.Г. Деев Особенности поля звука в Черном море/ Вестник МГУ – Серия 5, география – 2008 – №6 – 30-33
7. Источник [сайт] URL: http://millitsa.coe.neu.edu/projects.html (дата обращения: 10.12.2019).
8. Источник [сайт] URL: https://github.com/avishayp/acoustic-toolbox (дата обращения: 10.12.2019).
9. W. Thorp, Deep ocean sound attenuation in the sub and low kilocycle per second region, J. Acoust. Soc. America 38(4) (1965), pp. 648–654
10. W. Thorp, Analytic description of the low frequency attenuation coefficient, J. Acoust. Soc. America 42 (1967), p. 270.
11. J. Huang, M. Barbeau, S. Blouin, C. Hamm & M. Taillefer (2016): Simulation and modeling of hydro acoustic communication channels with wide band attenuation and ambient noise, International Journal of Parallel, Emergent and Distributed Systems
12. S. Blouin, G.J. Heard, and S. Pecknold, Autonomy and networking challenges of future underwater systems, Proc. of the IEEE 28th CCECE 2015, IEEE, 2015, pp. 1514–1519.
13. A.Z. Sha'ameri, Y. Y. Al-Aboosi, N. H. H. Khamis Underwater Acoustic Noise Characteristics of Shallow Water in Tropical Seas / 2014 International Conference on Computer and Communication Engineering, Kuala Lumpur, 2014, pp. 80-83.

MODELING OF THE HIGH-FREQUENCY HYDROACOUSTIC COMMUNICATION CHANNEL IN SHALLOW WATER IN THE BLACK SEA

Dushin S.V.

Institute of Control Science of RAS, Moscow, Russia

The results of modeling a high-frequency hydro-acoustic communication channel in shallow waters in typical for Black Sea conditions are presented. The center frequency of the simulated channel is 150 kHz. The model takes into account the following specific conditions: multipath propagation and reflections from the water surface and the bottom; a typical radiation pattern of high-frequency hydrophones; Doppler effect due to the movement of the surface and the drifts of the receiver and transmitter; noise at the channel frequencies; the speed profile in the Black Sea. The model is implemented on the basis of open source software Bellhop and Acoustic Channel Simulator.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПОМЕХ И ИХ ЧАСТОТНОГО СДВИГА НА ПРИЕМ СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

д.т.н., доц. Башкиров А.В.[1], к.ф.-м.н. Крисилов А.В.[2],
асп. Машин В.В.[1], д.т.н., проф. Рогозин Е.А.[3]

[1] Воронежский государственный технический университет
[2]Военно-воздушная академия имени проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина, [3]Воронежский институт Министерства внутренних дел Российской Федерации

В данной работе исследовано влияние помех с фазовой и квадратурной амплитудной модуляцией на прием сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией. Выполнено численное моделирование вероятностей битовых и символьных ошибок в программной среде MATLAB/Simulink. На основании численного моделирования установлено, что при соотношении помеха-шум менее 6 дБ воздействие сигналов с модуляцией QPSK вызывает больше битовых ошибок, чем воздействие сигналов с модуляцией 16-QAM. Наличие частотного сдвига между информационным и помеховым сигналом увеличивает количество битовых ошибок, что связано

с вращением сигнального созвездия. Возрастание вероятности битовых ошибок при увеличении частотного сдвига происходит до предельной частоты, зависящей от длинны рассматриваемой битовой последовательности.

Интенсивный рост скоростей и объемов передачи данных в сфере телекоммуникаций приводит к возрастанию роли взаимных помех, создаваемых различными типами устройств, увеличению зашумленности каналов связи и вероятности ошибок передачи данных [1]. Исследование вероятностей битовых и символьных ошибок является одной из ключевых задач как для развития цифровых систем связи, так и для создания эффективных средств радиоэдектронной борьбы. В настоящее время в беспроводных цифровых системах связи широко применяются сигналы с квадратурной амплитудной модуляцией QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Данный тип сигналов отличается высокой спектральной интенсивностью, что является одним из основных факторов, определивших их широкое распространение. Например, в стандарте wi-fi IEEE 802.11ax используются сигналы различной размерности от 16-QAM до 1024-QAM. Для повышения скорости передачи данных требуется применение сигналов QAM больших размерностей, кроме того возрастают требования к качеству передачи информации, которое определяется вероятностью ошибочного приема бита (BER, Bit Error Rate) или символа (SER, Symbol Error Rate). Сигналы с квадратурной амплитудной модуляцией QAM характеризуются повышенной чувствительность к шумам, помехам и искажениям в канале связи, что приводит к осложнению оптимизации систем связи по критерию «качество передачи информации (BER) – стоимость – энергопотребление». Стандартный подход к проектированию основана на минимизации искажений и шумов, что может приводить к чрезмерному увеличению стоимости или энергопотребления [2]. С точки зрения построения средств радиоэлектронной борьбы требуется максимизация вероятности ошибки приема или увеличение требуемых для обеспечения качества связи энергопотребления и ресурсоемкости. Альтернативный подход к построению систем связи, концепция «грязного радио» заключается в задании верхнего уровня искажений и компенсации их с помощью цифровой обработки сигналов, что позволяет уменьшить потребляемую мощность, массогабаритные характеристики и стоимость системы связи [3].

В данной работе выполнено численное моделирование вероятностей символьных ошибок для сигнала с квадратурной амплитудной модуляцией (16-QAM) при различных соотношениях мощности сигнала, помехи и аддитивного белого гауссова шума. В среде Simulink была реализована модель цифровой системы связи с гауссовым белым шумом в канале (AWGN) и наличием источника помехового сигнала с модуляцией 16-QAM/QPSK и частотного сдвига между сигналом и помехой. Блок-схема модели представлена на рисунке 1.

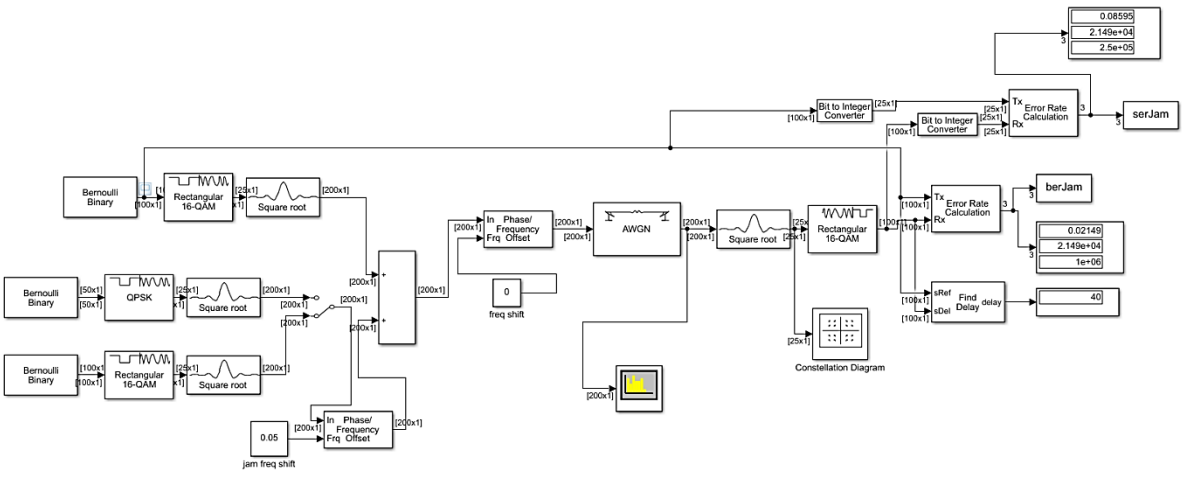


Рисунок. 1 Модель для анализа вероятности битовой ошибки для сигнала с 16-QAM модуляцией с учетом шумов и помехового сигнала 16-QAM/QPSK в среде Simulink.

Сигнал с QAM модуляцией представляет собой сумму синфазной и квадратурной компонент, для удобства представления их объединяют в одну комплексную амплитуду - $A = A_I + iA_J$. Совокупность всех возможных для заданной модуляции амплитуд A на комплексной плоскости образует сигнальное созвездие. Оси координат соответствуют синфазной A_I и квадратурной A_J составляющим сигнала. В 16-QAM модуляции используются четырехуровневые амплитуды квадратур A_I / A_J = ±1; ±3. Каждой комплексной амплитуде (точке сигнального созвездия) соответствует четырехразрядный двоичный символ. Далее может использоваться нормировка на мощность в 1Вт для сопротивления 1Ом. При

распределении символов по созвездию используют код Грея, в этом случае соседние символы отличаются значением только одного бита, что минимизирует вероятность битовой ошибки при случайном сдвиге на соседний символ. Для определения точности метода расчета и выбора необходимого для моделирования количества символов выполнены расчеты вероятности битовых и символьных ошибок при передаче сигнала с 16-QAM модуляцией при наличии АБГШ. Для оценки точности использовались аналитические выражения для вероятностей символьной ошибок для 16-QAM модуляции [4]:

$$P_s(E_s, N_0) = 3Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) - \frac{9}{4}Q^2\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) \quad (1)$$

Связь соотношения сигнал-шум, энергия E_b, приходящейся на один бит, и энергии одного символа E_s задается следующими соотношениями:

$$E_s = \log_2(M)\ \ E_b \rightarrow SNR = 10\log_{10}\left(\frac{E_s}{N_0}\right) = 10\log_{10}\left(\log_2 M\right) + 10\log_{10}\left(\frac{E_b}{N_0}\right) \quad (2)$$

Для численного моделирования выполнялась генерация случайной битовой последовательности (блок Bernoulli Binary на рисунке 1), затем выполнялось преобразование битовой последовательности в символы от 0 до 15 соответствующие комплексные амплитуды сигнала согласно кодировке Грея для 16-QAM модуляции (блок Rectangular QAM Modulator на рисунке 1). Далее сигнал проходил через AWGN канал с заданным соотношением сигнал-шум, после чего была выполнена демодуляция – восстановление последовательности символов по комплексным амплитудам (блок Rectangular QAM DeModulator на рисунке 1) и преобразование символов в биты. После этого выполнено сравнение исходной битовой последовательности с полученной после демодуляции (блок Error Rate Calculation на рисунке 1). При большой длине последовательности доля ошибочных битов стремится к вероятности битовой ошибки. При моделировании частота следования символов была принята равной f_s=250 кГц, что соответствует битовой скорости 1 Мбит/с. Для определения необходимого количества числа битов Nbit и числа ошибок Nerr выфполнено численное моделирование, для расчетов с Nbit=10^5, Nerr=10^2 отличие расчётной вероятности битовой ошибки от теоретической не превышает 0,02, при Nbit=10^6, Nerr=10^3 отличие не превышает 0.004, при Nbit=10^7, Nerr=10^4 отличие не превышает 0.001. Для дальнейших расчетов использованы параметры Nbit=10^7, Nerr=10^4.

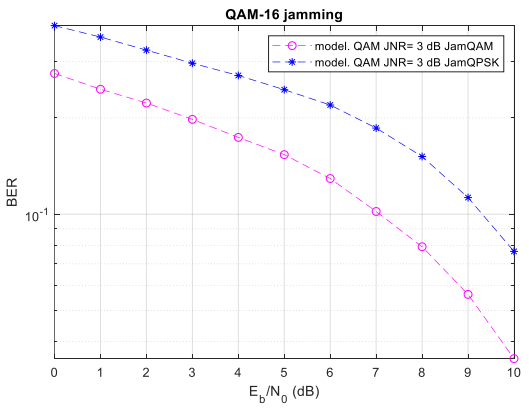


Рисунок. 2 Вероятность битовой ошибки для сигнала с 16-QAM модуляцией с учетом шумов и подавляющего сигнала 16-QAM и QPSK при JNR =3 дБ.

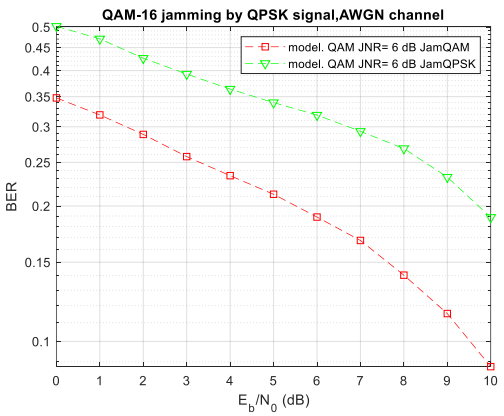


Рисунок. 3 Вероятность битовой ошибки для сигнала с 16-QAM модуляцией с учетом шумов и подавляющего сигнала 16-QAM и QPSK при JNR =6 дБ.

На рисунках 2 и 3 представлены результаты численного моделирования в среде MATLAB вероятностей битовых ошибок. Согласно полученным данным, при соотношении помеха-шум менее 6 дБ (Jamming Noise Rate, JNR=6, JNR=3, JNR=0) воздействие сигналов с модуляцией QPSK вызывает больше символьных ошибок, чем воздействие сигналов с модуляцией 16-QAM. Данный результат согласуется с результатами работы 2015 года [5], согласно которым совпадение модуляций помехового и информационного сигнала соответствует максимальной вероятности ошибок только выше определенного уровня мощности помех. При

меньшем уровне мощности помех оптимальными сигналами помех являются сигналы с BPSK и QPSK модуляцией.

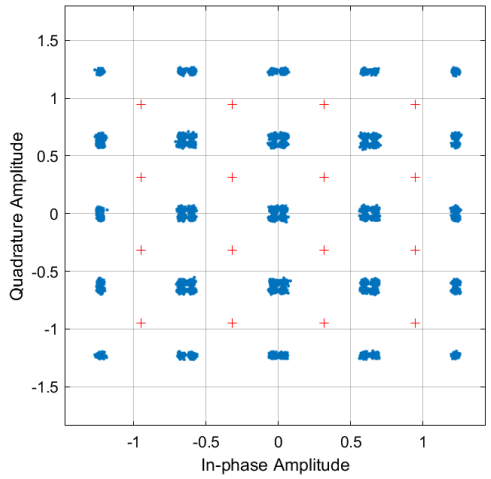


Рисунок. 4 Сигнальное созвездие для 16-QAM модуляции при отношения битовой энергии сигнала к спектральной плотности мощности щумов E_b/N_0=30 дБ; JNR=25 дБ; Δf=0 Гц; N_s =10^4

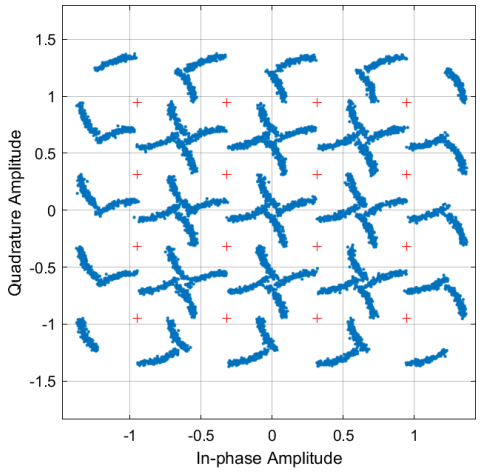


Рисунок. 5 Сигнальное созвездие для 16-QAM модуляции при отношения битовой энергии сигнала к спектральной плотности мощности щумов E_b/N_0=30 дБ; JNR=25 дБ; Δf=3 Гц; N_s =10^4

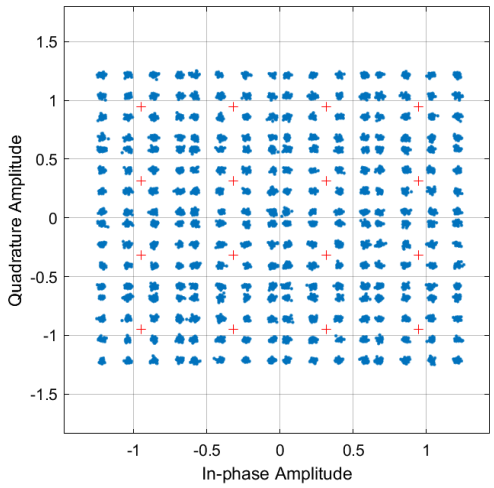


Рисунок. 6 Сигнальное созвездие для 16-QAM модуляции при отношения битовой энергии сигнала к спектральной плотности мощности щумов E_b/N_0=30 дБ; JNR=25 дБ; Δf=0 Гц; N_s =10^4

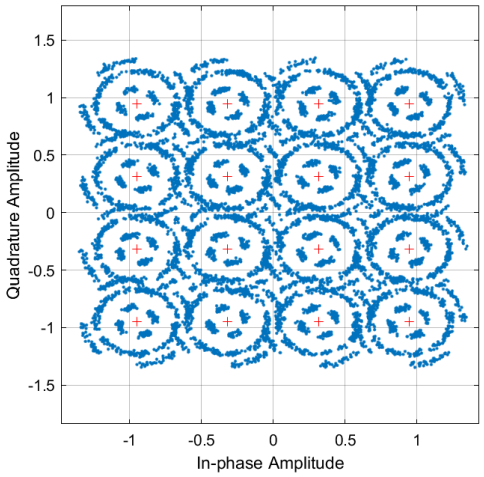


Рисунок. 7 Сигнальное созвездие для 16-QAM модуляции при отношения битовой энергии сигнала к спектральной плотности мощности щумов E_b/N_0=30 дБ; JNR=25 дБ; Δf=3 Гц; N_s =10^4

Сигнальные созвездия для 16-QAM модуляции при наличии помехового сигнала с QPSK модуляцией представлены на рисунках. 4 и 5. Сигнальные созвездия при совпадении вида модуляции информационного и помехового сигнала представлены на рисунках 6 и 7. Наличие у помехового сигнала частотного сдвига Δf по отношению к информационному сигналу вызывает вращение сигнального созвездия.

Для символьной последовательности длины N_s наличие частотного сдвига помехового сигнала Δf эквивалентно добавлению линейно растущей со временем:

$$s(t) \to s(t) \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot N\Delta t) = s(t) \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot N \cdot \Delta f \,/\, f_s) \quad (3)$$

При повороте сигнального созвездия помехового сигнала на угол 45° вероятность символьных и битовых ошибок увеличится. Это связано с тем, что помеховый сигнал будет вызывать смещение информационного

сигнала точно в направлении границы областей принятия решения. Поэтому при наличии частотного сдвига эффективная амплитуда помехового сигнала может увеличиваться в √2 раза. Для обеспечения максимизации вероятности битовых ошибок величина частотного сдвига должна удовлетворять следующему условию:

$$\Delta f \cdot N_s \Delta t > 1/8 \leftrightarrow \Delta f > f_s / (8N_s) \quad (4)$$

Согласно данному условию для символьной последовательности длины $N_s=10^4$ и частоты следования символов f_s=250 кГц вероятность битовой ошибки будет возрастать до достижения величины ·Δf=3.125 Гц. На рисунке 8 представлены численного моделирования в среде MATLAB вероятностей битовых ошибок. Воздействие сигналов с модуляцией QPSK вызывает больше символьных ошибок, чем воздействие сигналов с модуляцией 16-QAM, для сдвига частоты более 3 Гц наблюдается выход на плато. Для максимизации вероятность битовых ошибок в битовых последовательностях длины N_s~100 бит частотный сдвиг помехового сигнала должен составлять не менее 310 Гц.

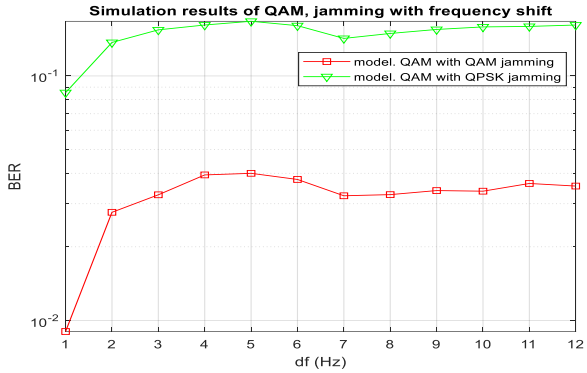


Рисунок. 8 Вероятность битовой ошибки для сигнала с 16-QAM модуляцией с учетом шумов и частотной расстройки подавляющего сигнала 16-QAM/QPSK при E_b/N_0=30 дБ; JNR=25 дБ; $N_s=10^4$.

Литература

1. Костюков А.С., Башкиров А.В., Никитин Л.Н., Бобылкин И.С., Макаров О.Ю. Помехоустойчивое кодирование в современных форматах связи // Вестник Воронежского государственного технического университета. Т. 15. № 2. 2019.
2. Яценко С. Ю. Анализ влияния искажений и шумов на помехоустойчивость приема сигналов квадратурной амплитудной модуляции //Журнал радиоэлектроники. – 2016. – №. 5. – С. 3-17.
3. Windisch M. Estimation and Compensation of IQ Imbalance in Broadband Communications Receivers. – Jörg Vogt Verlag, 2007, 185 p
4. Simon, M. K., and Alouini, M. S., Digital Communication over Fading Channels – A Unified Approach to Performance Analysis, 1st Ed., Wiley, 2000.
5. Amuru S. D., Buehrer R. M. Optimal jamming against digital modulation //IEEE Transactions on Information Forensics and Security. – 2015. – Т. 10. – №. 10. – С. 2212-2224.

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF JAMMING SIGNALS AND THEIR FREQUENCY SHIFT ON RECEIVING OF SIGNALS WITH QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION

Dr. Sc. (Technical), Associate Professor, Bashkirov A.V.[1], Doctor of Phylosophy, Krisilov A.V. [2], Postgraduate Mashin V.V.[1], Dr. Sc. (Technical), Professor, Rogozin E.A.[3]

[1] Voronezh State Technical University, Voronezh
[2] Air Force Academy named after professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin, Voronezh
[3] Voronezh Institute of the Ministry of Interior of Russia, Voronezh

In this paper we presented the analysis of jamming of signals with quadrature amplitude modulation by signals with phase and quadrature amplitude modulation. Numerical simulation of bit error rate and symbol error rate was

performed using the MATLAB/Simulink software. Based on numerical simulation, it was found that when the noise-noise ratio is less than 6 dB, the QPSK jamming signals causes more bit errors than the 16-QAM jamming signals. The presence of a frequency shift between the information and jamming signal increases the bit error rate, which is associated with the rotation of the signal constellation. Increasing the probability of bit errors with increasing frequency shift occurs up to the limit frequency, which depends on the length of the considered bit sequence.

_____ ◆ _____

ДВУХФАЗНАЯ СИСТЕМА СИГНАЛОВ С ЭФФЕКТИВНОСТЬЮ 17 БИТ НА ОТСЧЁТ

д.т.н., проф. Кузнецов В.С., к.т.н., доц. Волков А.С.,
преп. Солодков А.В.

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»

Разработана система двухфазных сигналов с пространственным разнесением и сложением в радиоканале по схеме SIMO 2x1. При корреляционном приёме суммарного сигнала система обеспечивает эффективность модуляции 17 бит/отсчёт. Основной проблемой приёма является разрешение неоднозначности вычислния оптимальной начальной фазы суммарного сигнала, задающей максимум модуля функции взаимной корреляции этого сигнала. Необходимо также уточнить знаки тригонометрических функций углов. Это позволяет определить истинные значения переданных начальных фаз сигналов.

Введение

Переход к системам связи и передачи данных поколения 5G , внедрение цифровых систем спутникового телевидения, а также дальнейшее развитие систем наблюдения Земли из космоса требуют внедрение в наземные и спутниковые радиоканалы эффективных методов модуляции. Однако раиболее эффективные методы однофазной модуляции КАМ 256, ФМ32-АМ8 (европейский стандарт DVB-S2) обеспечивают эффективность только до 8 бит/отсчёт, т.е. не отвечают требованиям, предъявляемым к современным поколениям систем передачи информации. С учётом основных положений теории разделения сигналов [1] авторы предложили двухфазные методы модуляции [2,3,4], позволяющие увеличить эффективность модуляции до 12 бит/отсчёт [3]. В данной статье с целью дальнейшего повышения эффективности двухфазной модуляции до 17 бит/отсчёт авторы предлагают сложить в радиоканале суммарный сигнал модуляции 2ФМ16 – АМ16 (12 бит/отсчёт) с сигналом модуляции ФМ32 (5 бит/отсчёт).

Описание двухфазных сигналов 2ФМ16 - АМ16 и ФМ32

Объём передаваемой информации формируется амплитудой и дискретны - ми начальными фазами сигналов. Эти сигналы (рисунок 1) описываются следующими соотношениями. $S_1(t) = A_{m,i} \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_1)$, $S_2(t) = A_{m,i} \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_2)$ и $S_3(t) = A_{m,3} \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_3)$.

Амплитуды сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ одинаковы, т.е. $A_{mi,1} = A_{mi,2} = A_{mi}$.

Групповой сигнал $S_{1,2}(t) = S_1(t) + S_2(t) = 2A_{mi} \cdot \cos(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_{1,2})$, (1)

где $2A_{mi} \cdot \cos(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}) = A_{m1,2} = A_{m,3}$, т.е. амплитуды сигналов $S_{1,2}(t)$ и $S_3(t)$ также одинаковы, а начальная фаза $\varphi_{1,2} = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}$.

Суммарный сигнал $S_{\Sigma}(t) = S_{1,2}(t) + S_3(t) = A_{m\Sigma} \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_{1,3\Sigma})$. (2)

При $A_{m1,2} = A_{m,3}$ амплитуда суммарного сигнала $A_{m\Sigma} = 2A_{m1,2} \cdot \cos(\frac{\varphi_{1,2} - \varphi_3}{2})$, а начальная фаза суммарнго сигнала $\varphi_{1,3\Sigma} = \frac{\varphi_{1,2} + \varphi_3}{2}$.

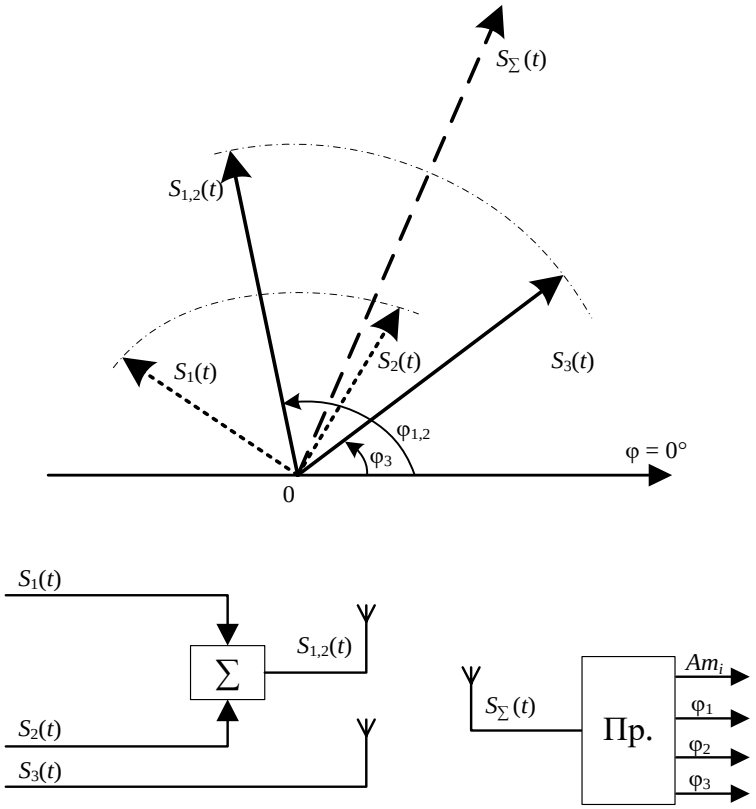


Рисунок 1 – Структура сигналов и блок-схема пространственного разнесения SIMO 2x1 в радиоканале.

Начальные фазы углов с соответствующими индексами принимают следующие количества дискретных значений: m_1 =16, m_2 =16, m_3 = 32, $m_{1,2}$ = 32, $m_{1,3\Sigma}$ = 64.

Согласно основным положениям теории разделимости сигналов [1], две любые произвольные фазы несущей частоты ω_0 являются линейно независимыми, а следовательно, сигналы с этими начальными фазами разделимы. Поэтому на одной несущей частоте при произвольных значениях амплитуд и начальных фаз можно обеспечить двухканальную передачу, существенно увеличивая при этом частотную эффективность по сравнению с передачей однофазных сигналов.

В данной работе авторов в радиоканале одновременно передаются два радиосигнала $S_{1,2}(t)$ и $S_3(t)$ с пространственным разнесением на две передающие антенны. В приёмной антенне эти два сигнала суммируются (схема SIMO 2x1) и суммарный сигнал $S_{\Sigma}(t)$ подвергается корреляционной обработке.

Передаваемый групповой сигнал $S_{1,2}(t)$ предварительно (до передачи в радиоканал) формируется электрическим суммированием сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$.

На приёме при корреляционной обработке суммарного сигнала $S_{\Sigma}(t)$ сначала определяются амплитуды сигналов $S_{1,2}(t)$ и $S_3(t)$, т.е. $Am_{1,2} = A_{m3}$, и по ним вычисляются разрешённые выходные значения амплитуды A_{mi} . Угол $\varphi_{1,3_{\Sigma}}$ имеет два возможных оптимальных значения, при которых определяется max| $ВКФ_{\sum}$ |. Поэтому после определения амплитуд сигналов основная цель дальнейшей обработки заключается в разрешении неоднозначности выбора выходных значений информационных параметров $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ (начальных фаз сигналов) перед их считыванием.

Рассмотрим процедуру корреляционного приёма сигнала $S_{\Sigma}(t)$. $ВКФ_{\Sigma}$ =

$$\frac{1}{T}\int_0^T (S_{1,2}(t) + S_3(t)) \cdot g_{1,3i,j}(t) \cdot dt = \frac{1}{T}\int_0^T A_{m,\Sigma} \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_{1,3\Sigma}) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_{1,3\Sigma i,j}) \cdot dt =$$

где

$$A_{m1,2} \cdot \cos(\frac{\varphi_{1,2} - \varphi_3}{2}) \cdot \cos(\varphi_{1,3\Sigma} - \varphi_{1,3\Sigma i,j}),$$

амплитуда $A_{m1,2} = 2A_{mi} \cdot \cos(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}).$

$$\max ВКФ_{\Sigma} = 2A_{mi} \cdot \cos(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}) \cdot \cos(\frac{\varphi_{1,2} - \varphi_3}{2}) = \frac{A_{m\Sigma}}{2} \quad \text{при } (\varphi_{1,3\Sigma i,j})_{opt} = \varphi_{1,3\Sigma}. \qquad (3)$$

Требуются m_3 переборов начальной фазы φ_3 при начальной фазе $\varphi_{1,2}$ = const (любое из 32 -х значепний) для определения max |$ВКФ_{\sum}$ |. Далее перебором параметров рассчитываются амплитуды $A_{m1,2} = A_{m3}$ (32 возможных значения) сигналов $S_{1,2}(t)$ и $S_3(t)$ и по ним вычисляются разрешённые значения амплитуды A_{mi} сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$.

Основной задачей дальнейших вычислений является однозначное определение значения $\varphi_{1,3_{\Sigma}opt}$ для max |$ВКФ_{\sum}$ |. Далее окончательно уточняются знаки перед амплитудой $A_{m1,2}$, а следовательно, и перед функцией $\cos(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2})$. Только после уточнения знаков считываются начальные фазы (φ_1, φ_2) сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$. Параметры $\varphi_{1,2}$ и φ_3 считываются на промежуточных шагах вычислений.

Амплитуда $A_{mi} = A_{m,\min} + (L_i - 1)2d_1$, где $1 \le L_i \le L$, число уровней квантования L=16 , а ми - нимальное расстояние d_1 между векторами сигналов $S_{1,2}(t)$ определяется расчётом помехоустойчивости (при q_{bit} = const).

Блок – схема приёма и обработки сигналов в демодуляторе приводится на рисунке 2. Основные операции вычисления функции взаимной корреляции принятого суммарного сигнала $S\sum$ (t) с опорным сигналом и выбора max |$ВКФ_{\sum}$ | выполняются блоком 32-х канального коррелятора, который может быть реализован физически на обычных микросхемах. Остальную часть алгоритма обработки сигналов с процедурами перебора их параметров целесообразно выполнить програмным путём.

В итоге 4 выходных информационных параметра A_{mi}, φ_1, φ_2 , φ_3 переносят 17 бит/отсчёт. При этом сигнал $S_{1,2}(t)$ переносит 12 бит/отсчёт и 5 бит/отсчёт переносит сигнал $S_3(t)$.

Выполнен прогон алгоритма передачи, приёма и обработки сигналов при всех возможных исходных значениях информационных параметров (2^{17} исходных состояний) . При этом не обна -ружено ни одного ошибочного варианта расчёта выходных значений 4-х указанных информационных параметров сигналов.

.

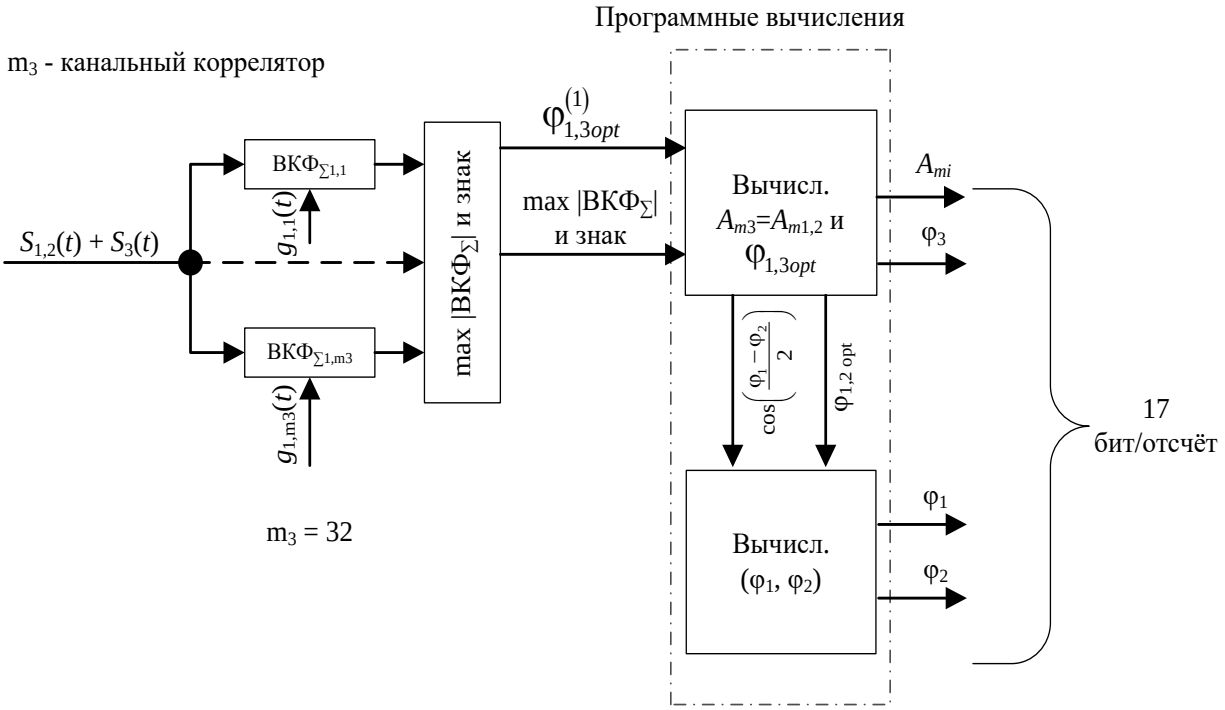


Рисунок 2 – Блок-схема приёма и обработки сигналов в демодуляторе:

$$BK\Phi_{\Sigma} = 2A_{mi} \cdot \cos\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\varphi_{1,2} - \varphi_3}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\varphi_{1,2} + \varphi_3}{2} - \frac{\varphi_{1,2i,j} + \varphi_{3i,j}}{2}\right);$$

$$\varphi_{1,2} = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2},\ \varphi_{1,3} = \frac{\varphi_{1,2} + \varphi_3}{2}.$$

Заключение

Разработана методика вычисления и разделения начальных фаз $\varphi_{1,2}, \varphi_3$ и амплитуд $2-$х гармонических сигналов, одновременно передаваемых на несущей частоте ω_0 с пространственным разнесением SIMO 2x1 в радиоканале.

Система демодуляции сигналов формирует 17 бит/отсчёт на своём выходе. С помехоустойчивым кодированием RS(256,240,17) $_{GF(2^8)}$ эта система обеспечивает 15 бит/отсчёт и при достоверности декодирования $q_{bit} = 10^{-5}$ в q -ичном АБГШ канале на входе декодера кода RS требует отношение E_{bit}/N_0 = 34,0 дБ.

Данная система сигналов (модуляции) и помехоустойчивого кодирования полностью удовлетворяет основному требованию по эффективности (15 бит/отсчёт), предъявляемому к системам связи и передачи данных поколения 5G.

Литература

1. М.В.Назаров, Б.И.Кувшинов, О.В.Попов. Теория передачи сигналов.-М.: Изд. “ Связь “, 1970, 368 с.
2. Кузнецов В.С., Волков А.С. Квадратурная АИМ, согласованная с напрерывным гауссовским каналом. – М.: Естественные и технические науки, № 12, 2018, с. 382 – 386.
3. Кузнецов В.С., Волков А.С., Солодков А.В. Передача и приём двухфазных сигналов одной несущей частоты.- 21-я Международная конференция “Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA – 2019”. Москва, Россия, доклады, с. 57-61.
4. Кузнецов В.С. Двухфазная система сигналов 2ФМ, согласованная с непрерывным гауссовским каналом. – М.: Естественные и технические науки, № 9, 2019, с. 135 – 140.

TWOPHASE SISTEM OF SIGNALS WITH EFFICIENCY 17 BITS/SAMPLE

V.S.Kuznetsov, A.S.Volkov, A.V.Solodkov.

National Research University of Electronic Technology «MIET»

The system of twophase signals with spatial separation and summation in radio channel according to flow chart SIMO 2x1 is developed. This system ensures modulation efficiency 17 bits/sample during correlation reception of sum signal. Ambiguity resolution of computation of optimal initial phase of sum signal specifying the modulus maximum of mutual correlation function of this signal is basic reception problem. It is necessary also to precise signs of trigonometrical angle functions. It is allow to determine the genuine value of transmitted initial signal phases.

_____ ◆ _____

РАЗРАБОТКА ПРОЦЕДУРЫ СОВМЕСТНОГО ПРИМЕНЕНИЯ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО СИНТЕЗА РАДИОСИГНАЛОВ И РЕЖЕКЦИИ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ

доц., к.т.н. Лисничук А.А., проф., д.т.н. Кириллов С.Н.

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина

Обоснована целесообразность процедуры увеличения помехоустойчивости на основе совместного применения многокритериального синтеза радиосигналов и режекции узкополосных помех. При воздействии аддитивного «белого» гауссовского шума и узкополосной помехи (УП) предпочтительно применение синтезированных радиосигналов (без режекции УП при отношении сигнал-помеха $q > -17$ дБ и с дополнительной фильтрацией УП на приемной стороне радиосистемы передачи информации при $q \in [-30, -17]$ дБ), как обеспечивающих высокие характеристики помехоустойчивости в рассматриваемом диапазоне отношений сигнал-помеха, в сравнении с известными видами модуляции, в частности QPSK-сигналом с режекцией узкополосных помех.

Введение. Современные радиосистемы передачи информации испытывают острый недостаток частотного ресурса [1]. В работе [2] в качестве решения данной задачи предлагается технология когнитивного радио («cognitive radio»), использующая на вторичной основе участки спектра, не занятые в текущий момент службами, за которыми закреплены эти частоты. Существующие системы когнитивного радио способны перестраивать свои параметры путем варьирования несущей частоты, мощности радиопередатчика, а также скорости и способа как модуляции, так и помехоустойчивого кодирования [3], т.е. применяют класс стандартных радиосигналов. Однако такой подход в ряде случаев не позволяет реализовать много эшелонированную помехозащищенность радиолинии, т.к. известные виды модуляции могут быть распознаны с целью перехвата передаваемого сообщения или постановки эффективной структурной помехи. Кроме того, системы когнитивного радио могут оценить диапазон частот как непригодный для передачи информации при наличии узкополосной помехи (УП), что в свою очередь в целом уменьшает эффективность использования свободных участков спектра.

Следовательно, в условиях ограниченного частотного ресурса или в интересах дальнейшего развития технологии когнитивного радио целесообразно производить синтез радиосигналов для адаптации интеллектуальных систем передачи информации (ИСПИ) к текущей помеховой обстановке при использовании нестандартных видов модуляции. При этом оптимизация по единственному показателю качества приводит к неконтролируемому ухудшению других показателей [4…6], поэтому для более эффективного использования ресурсов радиоканала целесообразно применять многокритериальный синтез сигналов.

Кроме того, при реализации многокритериального подхода при адаптации ИСПИ к действию УП [5, 6] высокую эффективность обеспечивает представление радиосигналов в виде совокупности элементов канального алфавита, т.к. данное представление является наиболее общим описанием различных известных видов радиосигналов (ASK, PSK, APSK, QAM, FSK). Кроме того, в [7, 8] показано, что в виде совокупности

элементов канального алфавита могут быть представлены такие перспективные типы модуляции, как FQPSK (Feher-patented quadrature phase-shift keying), EFQPSK (Enhanced FQPSK), CEFQPSK (Constant envelope FQPSK). Стоит отметить, что при фиксированной процедуре кодирования параметры канального алфавита определяют свойства модулированного сигнала. К примеру, можно в результате синтеза соответствующего канального алфавита осуществить адаптацию ИСПИ и уменьшить влияние УП.

Другой вариант построения радиосистемы передачи информации, адаптивной к сосредоточенным по спектру помехам – это режекция пораженных участков спектра на приемной стороне. Однако при этом наблюдается ухудшение отношения сигнал-шум и увеличение боковых лепестков корреляционной функции на выходе согласованного фильтра при детектировании радиосигналов. При этом данный способ повышения помехоустойчивости обладает рядом преимуществ, например возможностью реализации функционирования радиосистемы передачи информации в условиях значительной мощности действующих УП.

Представляет интерес исследование реализуемых показателей качества при помощи выше обозначенных способов повышения помехоустойчивости ИСПИ в условиях действия УП, а также определение условий для их изолированного и совместного эффективного применения.

Таким образом, **целью работы** является разработка процедуры увеличения помехоустойчивости на основе совместного применения многокритериального синтеза радиосигналов и режекции узкополосных помех, позволяющей получить широкий класс сигналов как со стандартными, так и с неизвестными видами модуляции.

Обоснование целевой функции синтеза сигналов. Для рационального использования ресурсов радиоканала при синтезе сигналов целесообразно применять многокритериальный подход, что обеспечивает возможность учета наиболее значимых для ИСПИ показателей качества, а именно [9]: пропускной способности, ослабления действия УП, внеполосного излучения, помехоустойчивости при аддитивном «белом» гауссовском шуме (АБГШ) и энергоэффективности формируемого сигнала. Как показано в [4] эффективным методом решения подобных многокритериальных задач является переход к синтезу сигналов по комбинированному критерию качества с целевой функцией вида:

$$
\begin{aligned}
&k_p(\mathbf{S}) = c_1 M_1 d_2\left(G_{opt}(f), G(f,\mathbf{S})\right) + c_2 M_2 / (< d_2(\mathbf{s}_k, \mathbf{s}_l) >) + \\
&+ c_3 M_3 h\left(10 \cdot \lg(G(f,\mathbf{S})) - G_{\log}(f)\right) + c_4 M_4 \left(D[P_{мгн}(\mathbf{S})] / (M[P_{мгн}(\mathbf{S})])^2\right), \qquad (1) \\
&\sum_{i=1}^{4} c_i = 1; \quad M_i, c_i > 0; \quad M_i, c_i = const; \quad \mathbf{s}_k, \mathbf{s}_l \in \mathbf{S}; \quad k, l = \overline{1, M}.
\end{aligned}
$$

Здесь c_i – параметры оптимизации, определяющие вес каждого входящего показателя качества; M_i – нормирующие коэффициенты, приводящие отдельные слагаемые к общему динамическому диапазону; $d_2(\cdot)$ – расстояние в евклидовой метрике; $G_{opt}(f), G(f,\mathbf{S})$ – соответственно «эталонный» и текущий нормированные спектральные плотности мощностей (СПМ) радиосигналов; $<\cdot>$ – оператор усреднения по ансамблю элементов канального алфавита $\mathbf{S}$; $h(\cdot)$ – функция, накладывающая «штраф» за превышение внеполосного излучения; $G_{\log}(f)$ – «маска» СПМ в логарифмическом масштабе; $D[P_{мгн}(\mathbf{S})]$, $M[P_{мгн}(\mathbf{S})]$ – соответственно дисперсия и математическое ожидание мгновенной мощности сигнала $P_{мгн}(\mathbf{S})$, вычисленные по элементам канального алфавита [6]; M – позиционность вида модуляции.

Результаты синтеза, полученные при использовании целевой функции (1), не содержат «худших» сигналов, т.е. не требуют дополнительного времени на отсеивание неоптимальных решений, однако могут содержать не все «нехудшие» сигналы [4].

Кроме того, в [10] показано, что для снижения размерности задачи целесообразен переход от оптимизации всего канального алфавита к синтезу «упрощенного» канального алфавита. В этом случае производится многокритериальный синтез только синфазной компоненты первого элемента канального алфавита, на основе которой с помощью функциональных зависимостей формируются остальные элементы канального алфавита. При этом обеспечивается выигрыш в помехоустойчивости при действии УП на 1,7 дБ при сравнимых характеристиках энергетической и спектральных эффективностей, а также сокращение времени синтеза до 8 раз.

Процедура синтеза многопозиционных радиосигналов была приведена в [6], при этом оптимизация выполнялась квазиньютоновским методом по критерию минимума целевой функции (1), а в качестве начальных условий выбирался канальный алфавит сигнала с QPSK.

Обоснование процедуры увеличения помехоустойчивости на основе совместного применения многокритериального синтеза радиосигналов и режекции узкополосных помех. Целесообразно

осуществить сравнительный анализ разработанной процедуры адаптации ИСПИ и известного способа уменьшения воздействия УП на радиосистемы передачи информации – режекции УП на приемной стороне.

В интересах оценки реализуемых показателей качества ИСПИ на основе многокритериального синтеза радиосигналов в условиях помеховой обстановки было проведено имитационное моделирование следующих процессов:

- постановки узкополосных радиопомех;
- многокритериального синтеза и формирования радиосигналов;
- добавления к полезному сигналу АБГШ и мешающего воздействия;
- режекции УП (при необходимости);
- детектирования из принятой смеси информационной составляющей радиосигнала;
- определения реализованных характеристик ИСПИ при текущих условиях (параметрах АБГШ и мешающего воздействия), накопления статистики.

Как показатель качества минимизации действия на ИСПИ совокупности УП и АБГШ рассматривался порог помехоустойчивости g, т.е. значение отношения E_b / N_0, при котором достигалась вероятность битовой ошибки $P_o = 10^{-3}$ (без учета влияния помехоустойчивого кодирования). Для каждого значения порога помехоустойчивости накапливалось не менее 100 ошибочных бит, кроме того, статистика набиралась по 100 реализациям смеси полезного сигнала, АБГШ и помех.

На рисунке 1 приведены зависимости порога помехоустойчивости при вероятности битовой ошибки 10^{-3} от отношения сигнал-помеха (q) при действии УП. Также получена зависимость (рисунок 1) показателя качества помехоустойчивости от отношения сигнал-помеха для синтезированных сигналов с режекцией УП на приемной стороне ИСПИ.

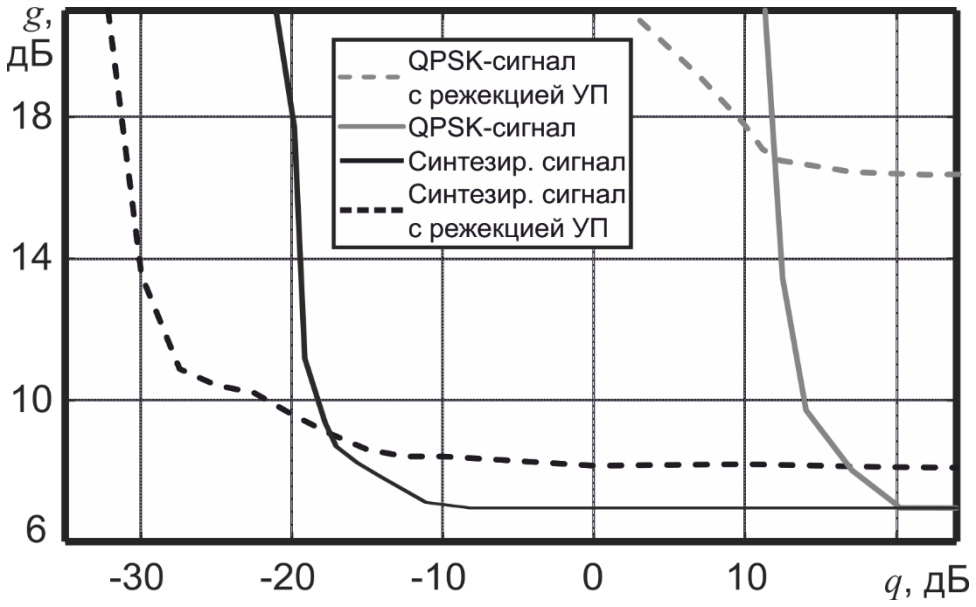


Рисунок 1. Зависимости порога помехоустойчивости (при вероятности битовой ошибки 10^{-3}) известных с режекцией УП и синтезированных радиосигналов от отношения сигнал-помеха

Для режекции УП использовался нерекурсивный фильтр (порядка 500) с линейной фазо-частотной характеристикой. Параметры УП выбраны для наиболее неблагоприятного случая для помехоустойчивости ИСПИ (центральная частота УП соответствовала несущей полезного сигнала, а ширина спектра $\Delta f_N = 5\%$ от ширины СПМ полезного радиосигнала).

Из анализа рисунка 1 следует, что QPSK-сигнал с режекцией УП обеспечивает порог помехоустойчивости $g < 22$ дБ при отношении сигнал-помеха $q > 3$ дБ, что на 8 дБ лучше данного показателя в сравнении с

известным QPSK-сигналом без какой-либо специальной обработки. Однако при отношении сигнал-помеха $q > 12$ дБ QPSK-сигнал с режекцией УП проигрывал QPSK-сигналу (без обработки) до 9 дБ (по порогу помехоустойчивости).

При значениях отношения сигнал-помеха $q > -17$ дБ синтезированный радиосигнал $c_1 = 0,5$; $c_3 = 0,3$ с режекцией УП на приемной стороне ИСПИ обеспечивал некоторое ухудшение порога помехоустойчивости (до 1,5 дБ) по сравнению с синтезированным радиосигналом $c_1 = 0,5$; $c_3 = 0,3$ (без режекции УП); при значениях отношения сигнал-помеха $q \in [-30, -17]$ дБ синтезированный радиосигнал с режекцией УП обеспечивал лучшие (порог помехоустойчивости $g < 14$ дБ) показатели помехоустойчивости среди рассмотренных радиосигналов; при $q < -30$ дБ происходило резкое ухудшение характеристик.

При режекции УП на приемной стороне ИСПИ для синтезированного радиосигнала уровень СПМ на пораженных частотах был значительно ниже в сравнении с известными сигналами. Этим объясняются более высокие показатели помехоустойчивости синтезированных радиосигналов при режекции УП. Кроме того, минимизация воздействия УП за счет двух подходов (синтеза минимума в СПМ на пораженных частотах и режекции УП) позволило реализовать работоспособность ИСПИ при более низких отношениях сигнал-помеха ($q \in [-30, -17]$ дБ).

Таким образом, при воздействии УП (с центральной частотой соответствующей несущей полезного сигнала и шириной спектра $\Delta f_N = 5\%$ от ширины СПМ полезного радиосигнала) предпочтительно применение синтезированных радиосигналов (без режекции УП при $q > -17$ дБ и с дополнительной фильтрацией УП на приемной стороне ИСПИ при $q \in [-30, -17]$ дБ), как обеспечивающих сравнительно высокие характеристики помехоустойчивости в рассматриваемом диапазоне отношений сигнал-помеха, чем известные виды модуляции, в частности QPSK-сигналы с режекцией УП.

Заключение. В интересах адаптации ИСПИ к сигнально-помеховой обстановке предложен комбинированный критерий качества радиосигналов, в состав которого входят частные критерии, отвечающие за пропускную способность и ослабление действия УП, внеполосное излучение, помехоустойчивость при АБГШ, а также энергоэффективность. Обоснована целесообразность процедуры увеличения помехоустойчивости на основе совместного применения режекции узкополосных помех и многокритериального синтеза радиосигналов, позволяющей получить широкий класс сигналов как со стандартными, так и с неизвестными видами модуляции.

При воздействии УП (с центральной частотой соответствующей несущей полезного сигнала и шириной спектра $\Delta f_N = 5\%$ от ширины СПМ полезного радиосигнала) предпочтительно применение синтезированных радиосигналов (без режекции УП при отношении сигнал-помеха $q > -17$ дБ и с дополнительной фильтрацией УП на приемной стороне ИСПИ при $q \in [-30, -17]$ дБ), как обеспечивающих сравнительно высокие характеристики помехоустойчивости в рассматриваемом диапазоне отношений сигнал-помеха, в сравнении с известными видами модуляции, в частности QPSK-сигналом с режекцией УП.

Литература

1. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. М.: Радио и связь, 2000. 520 с.
2. Mitola J. et al. Cognitive radio: making software radios more personal // IEEE personal communications. 1999. Т. 6. №. 4. С. 13-18.
3. Haykin S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications // IEEE journal on selected areas in communications. 2005. Т. 23. №. 2. С. 201-220.
4. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. М.: Сов. радио, 1975. 368 с.
5. Лисничук А.А. Процедура многокритериального синтеза сигналов с прямым расширением спектра для адаптации когнитивных радиосистем передачи информации к сложной помеховой обстановке // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 66-1. С. 9-15. DOI: 10.21667/1995-4565-2018-66-4-1-9-15

6. Kirillov S.N., Lisnichuk A.A., Multi-criteria signal synthesis procedure for adapting cognitive radio systems to the influence of interfering factors in the Arctic, IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science 302 (2019) 012059. DOI:10.1088/1755-1315/302/1/012059

7. Simon M.K. Bandwidth-efficient digital modulation with application to deep-space communications. California Institute of Technology. 2001. 228 p.

8. Bin T., Yujing S. A constant envelope FQPSK modulation for deep space communications // China communications. December 2006. – P. 50-56.

9. Кириллов С.Н., Лисничук А.А. Процедуры многокритериального синтеза сигналов с прямым расширением спектра для адаптации когнитивных радиосистем передачи информации к полосовым помехам // Радиотехника. 2019. Т. 83. № 5(6). С. 137-144. DOI: 10.18127/j00338486-201905(6)-14

10. Кириллов С.Н., Покровский П.С., Лисничук А.А. Синтез 4-позиционных адаптивных к действию узкополосных помех радиосигналов при сокращении размерности задачи // XVIII МНТК «Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций». Тез. докл. Рязань. 2015. С. 83-84.

PROCEDURE DEVELOPMENT FOR JOINT APPLICATION OF RADIO SIGNALS MULTI-CRITERIA SYNTHESIS AND NOTCH FILTERING AT NARROW-BAND INTERFERENCE

A.A. Lisnichuk, S.N. Kirillov

Ryazan state radio engineering university

Procedure expediency for increasing noise immunity based on the combined use of radio signals multi-criteria synthesis and notch filtering of narrow-band interference is substantiated. Under the influence of additive “white” Gaussian noise and narrow-band interference (NI), it is preferable to use synthesized radio signals (without notch filtering of NI for the signal-to-interference ratio $q > -17$ dB and with additional NI notch filtering on the receiving side of the radio communication system at $q \in [-30, -17]$ dB), which provide relatively high noise immunity characteristics in the considered range of signal-to-interference ratios, in comparison with the known types of modulation, in particular, QPSK signal with notch filtering of narrow-band interference.

◆

МЕТОД МНОГОМЕРНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ПРОСТРАНСТВЕ НЕЧЕТКИХ МНОЖЕСТВ ПАРАМЕТРОВ

Док-нт, к.т.н. Махов Д.С.

Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М. Штеменко

Предложен метод поиска оптимального решения для нелинейной целевой функции многих переменных, описывающих свойство информационной системы. Метод заключается в отображении переменных в виде функций принадлежности оптимальному решению и представлении функций принадлежности элементами геометрических фигур, заданных в системе криволинейных ортогональных координат. Такой подход позволяет учесть ограничения, накладываемые на параметры целевой функции в виде проекции на основание геометрической фигуры. Поиск экстремума функции основан на итерационном приближении параметров геометрической фигуры к заданному значению. Метод позволяет уменьшить количество итераций за счет обоснования выбора начального приближения. В работе применение предлагаемого подхода относится к системе передачи информации по нескольким радиоканалам, а целевая функция выражает вероятность ошибки в параллельных радиоканалах.

Из известных законов функционирования систем наиболее общими для всех систем являются законы надежности (R-закон), помехоустойчивости (I-закон), управляемости (C-закон) и самоорганизации (L-закон) [1, 2]. Так как рассматриваемая система является открытой, то рассмотрим свойства системы, удовлетворяющие I-закону. Таким свойством является свойство помехоустойчивости. В общем случае

целевая функция (ЦФ), описывающая помехоустойчивость системы, является нелинейной функцией нескольких переменных [3]. Несмотря на то, что известно достаточное количество методов оптимизации функций многих переменных [4], процесс оптимизации поиска экстремума ЦФ остается актуальным предметом научных исследований. Это обусловлено проблемами практической применимости методов оптимизации к параметрам системы в зависимости от условий ее функционирования. В связи с этим требуется разработка методов оптимизации функций многих переменных, обладающие одновременно свойствами относительной простоты и достаточной точности.

Целью работы является разработка метода оптимизации целевой функции нескольких переменных, описывающей помехоустойчивость системы передачи информации по параллельным радиоканалам.

Постановка задачи. Пусть ЦФ соответствия системы I-закону является экспоненциальной зависимостью нескольких переменных $a_{nj}, n=\overline{1,N},\ j=\overline{-J,J}$. Диапазон изменения значений каждой переменной $j=\overline{0,J}$ примем одинаковым. Значения ЦФ $f(a_{nj})$ по каждой переменной различны $f(a_{nj})\neq f(a_{mj}), n,m\in[1,N]$, что соответствует варианту, когда ЦФ может являться композицией нескольких функций $\gamma_n(a_j)$, значения каждой из которых определяются по каждой переменной a_n. Пусть требование к ЦФ описано выражением:

$$f(a_{nj})=\sum_{n=1}^{N}e^{a_{nj}}\rightarrow\sup. \tag{1}$$

Задача (1) представляет задачу поиска безусловного экстремума и решается построением системы нелинейных уравнений и использованием метода неопределенных множителей Лагранжа, либо итерационных методов. Однако при наложении ограничений задача переходит в область нелинейного программирования и условной оптимизации:

$$f\left(a_{nj}^{*}\right):\ f\left(a_{nj}\right)\xrightarrow[\gamma(a_{nj})=\beta]{}\sup. \tag{2}$$

Рассмотрим случай, когда на параметры ЦФ наложены ограничения в виде равенства их суммы определенному значению:

$$\sum_{n=1}^{N}a_{nj}=\beta. \tag{3}$$

Условие (3) при использовании градиентной процедуры приведет к увеличению количества вычислительных операций, а при вычислении вторых производных усложнит вычисление коэффициентов матрицы Гёссе [5].

Описание метода. Предложим другой подход к решению задачи (2). Используем аппарат теории нечетких множеств для описания принадлежности параметров, представленных переменными ЦФ, критерию (2). Построим функции принадлежности (ФП) параметров оптимальному решению [6]. Вид ФП параметров оптимальному решению можно выбрать треугольным:

$$\mu_n\left(a_j\right)=\frac{a_{nj}}{a_{nJ}}. \tag{4}$$

Так как диапазон значений всех параметров одинаков, то ФП равны между собой. Принадлежность ЦФ оптимальному решению также зададим ФП. Построим ФП друг относительно друга в пространстве криволинейных ортогональных координат. Пусть ФП являются взаимнооднозначными функциями прямоугольных координат x,y,z:

$$\mu_n\left(a_j,x,y,z\right)=\varsigma_n\left(x,y,z\right).$$

Изменение координаты вдоль новой системы координат, может описываться в на основе их пересчета с использованием коэффициентов Лямэ [7]. Это позволяет построить многоугольник множества допустимых решений (рисунок 1).

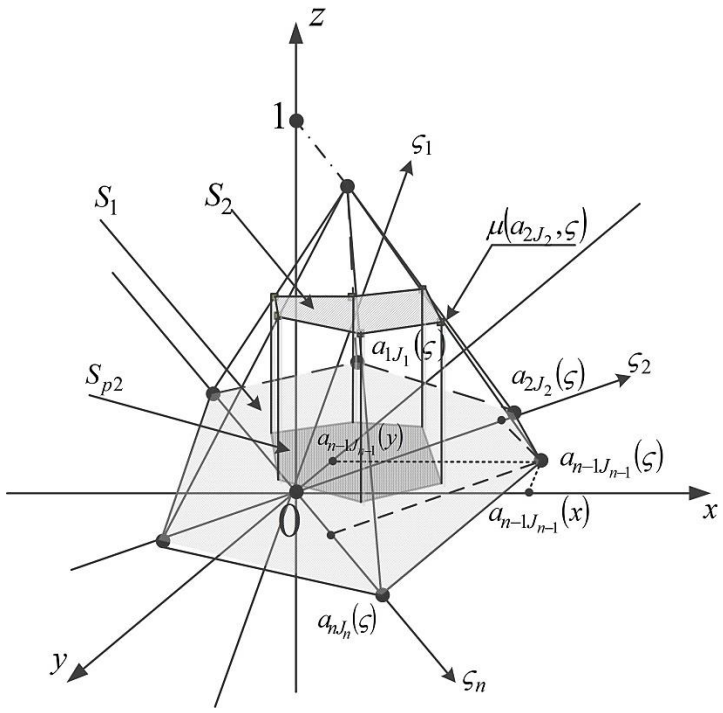


Рисунок 1. Геометрическая интерпретация многоугольника решений при переводе в новую систему координат

Частным случаем удовлетворения (3) является сочетание, когда один из параметров максимально принадлежит условию, а остальные равны нулю:

$$\mu s = \mu_m\left(a_{mj_m}\right)\Big|_{\mu_m\left(a_{mj_m}\right)=1}, \forall n \neq m\ \mu k = \mu_n\left(a_{nj_n}\right)\Big|_{\mu_n\left(a_{nj_n}\right)=0}, n, m \in [0, J]. \quad (5)$$

Ограничение (3) будет выполняться, если площадь проекции среза, образованного значениями ФП будет равна площади проекции фигуры, образованной значениями ФП согласно (5):

$$S_{p2} = S_{p0}(\mu s, \mu k), S_{p0}(\mu s, \mu k) = f(\mu s, \mu k). \quad (6)$$

Геометрическая интерпретация и позволяет однозначно выразить условие (3) и связать его с параметрами ЦФ рассматриваемой системы. Таким образом, задача (2) сводится к поиску оптимального местоположения вершин плоского многоугольника S_2, вершинами которого являются значения ФП параметров, удовлетворяющего условию минимума (максимума объема) при условии (6). Значения ФП, соответствующие минимальному (максимальному) объему, подставленные в ЦФ, будут давать максимум (минимум) ЦФ при прямо пропорциональной зависимости ЦФ от параметров и максимальное значение ЦФ при соблюдении условия (3). Задаются начальные положения значений ФП. Вычисляется площадь проекции данной фигуры. Если она не удовлетворяет условию (6), то значения ФП каждого из n параметров изменяются на $\pm \Delta j_n$. Далее выбираются все площади проекций, которые удовлетворяют условию (6). Для этих проекций вычисляются объемы фигур под основаниями S_2, проекции которых соответствуют (6). Из данных объемов выбирается максимальный (минимальный) объем для условия минимума (максимума) ЦФ.

Численный пример. Пусть функция описывается зависимостью:

$$p_b = 0.5\left[1 - \Phi\left(\sqrt{\sum_{n=1}^{N} \xi_n^2 q_n^2}\right)\right], \quad (7)$$

где $\Phi(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^x e^{\frac{-t^2}{2}} dt$ - функция Крампа; q_n^2 - отношение мощности сигнала к спектральной плотности мощности шума; ξ_n^2 - коэффициент передачи n-го канала.

Данная зависимость характеризует вероятность ошибки в параллельных радиоканалах радиотехнической системы [8], то есть ее свойство, соответствующее I-закону. Пусть каждое q_n данной функции зависит от одного параметра P_n, характеризующего мощность передатчика в канале, изменяющегося в диапазоне [0,

β]. Необходимо определить минимум ЦФ (7) при условии, что сумма параметров равна β . Применим предложенный подход. Полученный многоугольник допустимый решений представлен на рисунке 2.

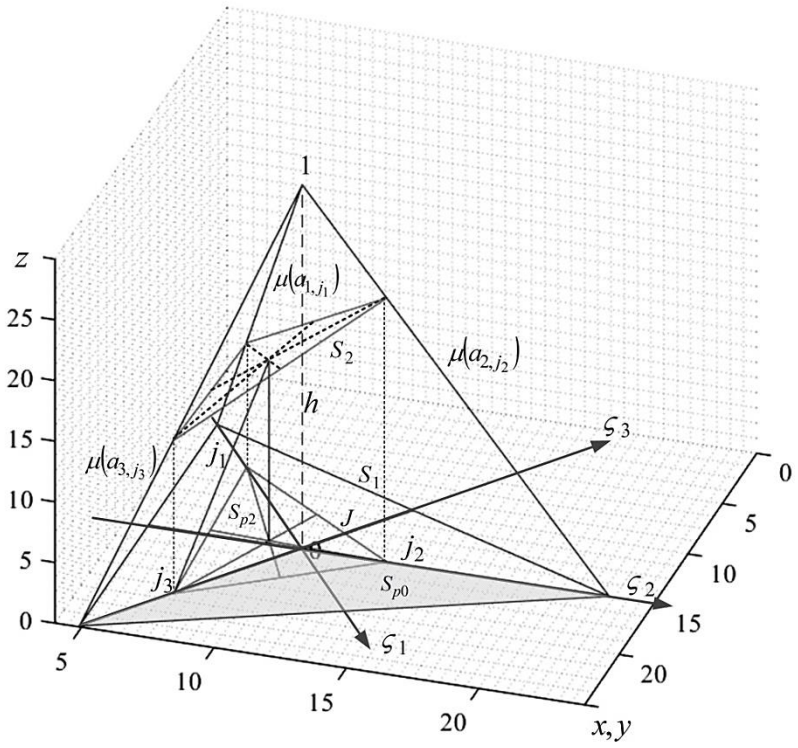


Рисунок 2. Геометрическое представление предлагаемого метода для трех параметров

Вычислим площадь проекции фигуры, образованной сочетанием значений ФП для случая, когда параметр 1 максимален, остальные равны 0. Так как размерность равна трем, то применим формулу Герона для вычисления площади треугольников:

$$S = \sqrt{p(p-r_1)(p-r_2)(p-r_3)}, \tag{8}$$

где $p = \frac{r_1 + r_2 + r_3}{2}$ – полупериметр треугольника; r_i, $i = 1, 2, 3$ – стороны треугольника.

Зададим начальное значение параметров. Выбор начального состояния является свободным и определяет количество шагов алгоритма. Выберем в качестве начального приближения сочетание, когда расстояния между ребрами среза равны, но при этом удовлетворяют условию (6). Поиск оптимального объема можно вести как известными прямыми эвристическими методами, например методом Хука-Дживса, метод Нелдера-Мида или метод Розенброка, так и применением нейронных сетей [6]. Метод содержит следующую последовательность действий:

1) определяется начальное значение точек среза $\mu(a_{1j_0^1})$, $\mu(a_{2j_0^2})$, $\mu(a_{3j_0^3})$;

2) вычисляется площадь проекции среза S_{p2} на основание тетраэдра по выражению (8);

3) величина S_{p2} сравнивается с площадью фигуры крайнего значения S_{p0};

3а) если $S_{p2} \neq S_{p0}$, то изменяют значения $a_{nj_0^n}$ на $\pm \Delta j^n$;

4) вычисляют объем фигуры, площадь проекции S_{p2} основания S_2 которой удовлетворяет условию (8):

$$V = \frac{h}{3}\left(S_1 + S_2 + \sqrt{S_1 S_2}\right);$$

4а) если существует не одно сочетание $a_{nj_0^n}$, при котором выполняется условие (6), вычисляют максимальный (минимальный) из объемов фигур, охваченных боковыми ребрами $\mu(a_{nj_n})$ и двумя основаниями S_1 и S_2;

4б) если существует два или более одинаковых объема фигур, верхние основания которых различны, то подстановка значений $a_{nj_0^n}$, соответствующих данным объемам, даст различные значения ЦФ. Выбор необходимого значения из этих двух производится с необходимым критерием. Записывают полученные значения в качестве начальных и продолжают поиск;

5) Сравнивают полученный объем с объемом на предыдущем шаге.

Сравнение с известными методами. Сравнительный анализ с методами проектируемого градиента и генетическим алгоритмом (ГА) предлагаемого метода приведен в таблице 1.

Таблица 1

Сравнительный анализ результатов работы предложенного и известных методов оптимизации

	Метод проектируемого градиента	Метод генетического алгоритма	Предлагаемый метод
Количество итераций	598	12	57
$p_b(P_n)$	0,06163	0,06181	0,06167

Анализ показывает, что применение метода проектируемого градиента позволяет получить сколь угодно точное решение за число итераций, обусловленное выбором начального приближения. Применение метода генетического алгоритма позволяет уменьшить число итераций и получить более точное решение, но целевая функция имеет большую дисперсию при движении к минимуму. Предлагаемый метод позволяет получить решение за минимальное число операций, число которых больше, чем в ГА, но при этом решение по точности сравнимо с методом проектируемого градиента. Недостатком предлагаемого подхода является необходимость построения такого числа ФП для каждого параметра, которое равно числу значений параметра в интервале. Это определяет точность предлагаемого подхода.

Вывод. В работе предложен метод оптимизации на основе использования аппарата теории нечетких множеств для выражения принадлежности параметров оптимальному решению, а также геометрического представления данных функций. Проведено сравнение данного метода с методом проектируемого градиента и методом генетического алгоритма. Преимуществом метода является отсутствие операции дифференцирования целевой функции. При этом метод ограничен в применении тем, что параметры целевой функции находятся в одном и том же интервале значений. Вторым недостатком является то, что увеличение количества параметров приводит к усложнению геометрического представления и вычислению объема. Вместе с этим для нескольких каналов связи системы сходимость метода должна быть соизмерима с интервалом возмущений внешней среды относительно функции системы.

Литература

1. Качала. Общая теория систем и системный анализ. М., Горячая линия-телеком, 2018. – 432 с.
2. Флейшман Б.С. Элементы теории потенциальной эффективности сложных систем. М., Советское радио, 1971. – 224 с.
3. Системный анализ и принятие решений в деятельности учреждений реального сектора экономики, связи и транспорта/ М.А. Асланов [и др.], под ред. В.В. Кузнецова. М. ЗАО «Издательство «Экономика», 2010. – 406 с.
4. Пантелеев А.В. Методы оптимизации в примерах и задачах, 2-е изд., М. Высшая школа, 2005. – 544 с.
5. Акулич И. Л. Математическое программирование в примерах и задачах. – М.: Высшая школа, 1986. – 319 с.
6. Штовба С. Д. Проектирование нечетких систем средствами Matlab. – М.: Горячая линия-телеком, 2007. – 288 с.
7. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). – М.: Наука, 1974. – 832 с.
8. Андронов И. С., Финк Л. М. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. – М.: Советское радио, 1971. – 408 с.
9. Ortega J. M., Rheinboldt W. C. Iterative solution of nonlinear equation in several variables. – New York, University of Maryland Colledge Park, Maryland, Academic press, 1970. – 553 p.
10. Himmelblau D. V. Applied nonlinear programming. – Austin, Texas, The University of Texas, McGraw-Hill Book Company, 1972. – 526 p.

11. Васильев Ф. П. Методы оптимизации. – М.: Факториал Пресс, 2002. – 824 с.

METHOD OF CRITERION FUNCTION MULTIDIMENSIONAL OPTIMIZATION COMMUNICATION SYSTEM IN FUZZY SETS SPACE OF PARAMETERS

PhD D.S. Makhov

Krasnodar higher military school by the name general of the army S.M. Stemenko

The method of search of the optimal solution for nonlinear many variables criterion function describing information system property is offered. The method consists in display of variables in the form of membership functions to the optimal solution and the membership functions representation by the geometrical figures elements in curvilinear orthogonal coordinates system. Such approach allows considering the restrictions imposed on criterion function parameters in the form of a projection to the geometrical figure basis. Search of a function extremum is based on iterative approach of geometrical figure parameters to a preset value. The method allows reducing the iterations number due to justification of the initial approach choice. In work application of the offered approach belongs to communication system on several radio channels, and criterion function expresses error probability in parallel radio channels.

———————— ◆ ————————

АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ПОСИМВОЛЬНОГО ПРИЕМА СИГНАЛОВ, СООТВЕТСТВУЮЩИХ БЛОКОВЫМ КОДАМ В НЕДВОИЧНЫХ ПОЛЯХ

д.ф-м.н. Назаров Л. Е.

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН

Приведено описание разработанного алгоритма оптимального посимвольного приема сигналов, соответствующих блоковым помехоустойчивым кодам в недвоичных полях. Показано, что основу алгоритма посимвольного приема составляет спектральное преобразование в базисе Уолша-Адамара. Показано, что результирующая сложность разработанного алгоритма приема определяется размерностью дуального кода, что обусловливает перспективность его применения для блоковых кодов с высокой кодовой скоростью. Даны результаты моделирования разработанного алгоритма приема с целью исследования помехоустойчивости для сигналов на основе кодов с проверкой на четность.

Правило оптимального посимвольного приема сигналов, соответствующих помехоустойчивым кодам, минимизирует вероятность ошибки на кодовый символ в отличие от правила приема максимального правдоподобия, минимизирующего вероятность ошибки на кодовое слово [1]. Известен ряд алгоритмов посимвольного приема сигналов на основе помехоустойчивых линейных кодов в двоичном поле $GF(2)$, например, на основе использования решетчатой структуры дуальных кодов [1]. Актуальной является проблема разработки и исследования алгоритмов посимвольного приема для сигналов, соответствующих кодам в недвоичных полях $GF(2^m)$ [1,2]. Этот подход позволяет расширить класс эффективных сигнальных и кодовых конструкций и согласуется с направлением развития теории класса помехоустойчивых кодов в недвоичных полях [1]. В этот класс входят коды Рида-Соломона и низкоплотностные коды [1], интенсивно используемые в приложениях.

В докладе рассматривается алгоритм оптимального посимвольного приема кодовых символов кодов, определенных в недвоичных полях $GF(2^m)$.

Пусть $\vec{A} = (a_i; 0 \le i \le k-1)$ - последовательность информационных кодовых символов - элементов поля $GF(2^m)$, $\vec{B}$ - соответствующее кодовое слово длительностью n. Элементы поля a_i представляются

многочленами $a_i(x)=\sum_{p=0}^{m-1}\alpha_p(a_i)x^p$, $\alpha_p(a_i)\in GF(2)$. Кодовые символы сопоставляются сигналам, которые передаются по физическим каналам. На вход приемного устройства поступает реализация $\vec{Y}=(\dot{y}_l;0\le l\le n)$. Здесь $\dot{y}_l$ - «мягкие» решения (в общем случае комплексные), поступающие с демодулятора сигналов.

Оптимальное посимвольное правило приема заключается в вычислении апостериорных вероятностей $\Pr(a_i=\beta|\vec{Y})$, $\beta\in GF(2^m)$ и коэффициентов $\alpha_p(a_i)\in GF(2)$, $p=0,1,...,m-1$ на основе которых вычисляются «мягкие» решения $x_\beta(i)=\ln\left(\frac{\Pr(a_i=\beta|\vec{Y})}{\Pr(\alpha_i=0|\vec{Y})}\right)$. С использованием $x_\beta(i)$ принимаются “жесткие” решения относительно оценки символов $\hat{a}_i=\max\limits_{\beta\in GF(2^m)}(\arg(x_\beta(i)))$.

Апостериорные вероятности кодовых символов a_i задаются выражением [1]

$$\Pr(a_i=\beta|\vec{Y})=\sum_{\vec{B}:a_i=\beta}\Pr(\vec{B}|\vec{Y})=\sum_{\vec{B}:a_i=\beta}\frac{\Pr(\vec{A})}{p(\vec{Y})}p(\vec{Y}|\vec{B})\cdot$$

Здесь $\Pr(\vec{B}|\vec{Y})$ - условная вероятность кодового слова $\vec{B}$ для реализации $\vec{Y}$.

Функция правдоподобия $\Pr(\vec{Y}|\vec{B})$ определяется моделью физического канала, для канала без памяти $p(\vec{Y}|\vec{B})=\prod_{i=0}^{n}p(\vec{Y}|a_i)\cdot$

Суть задачи - описание разработанного эффективного относительно сложности реализации алгоритма оптимального посимвольного приема с входными и выходными «мягкими» решениями для сигнальных конструкций, соответствующих помехоустойчивым кодам в недвоичных полях.

Введем функции $\omega_b(a)=\exp(j\pi(a\times b)\cdot d)$. Здесь a,b,d - элементы поля $GF(2^m)$; $a\times b=[a(x)b(x)]$ - произведение элементов a,b в поле $GF(2^m)$, задаваемого по модулю неприводимого многочлена $\gamma(x)$ степени m; $a\cdot d=\sum_{i=0}^{m-1}a_i\cdot b_i$. Функции $\omega_b(a)$ принимают значения ±1. Полагаем, что элементы b, a определяют номер и аргумент функции $\omega_b(a)$.

При фиксированном $b\neq0$ и для a_i, $i=0,1,...,2^m-1$ произведения $a_i\times b$ принимают все значения поля $GF(2^m)$ и функции $\omega_b(a)$ эквивалентны функциям Уолша $W_b(a)$ с перемеженными значениями номеров и аргументов. Функции Уолша с длительностью 2^m определяются соотношением $W_b(a)=\exp(j\pi a\cdot b)=\exp\left(\sum_{i=0}^{m-1}a_ib_i\right)$, a_i, b_i - двоичное представление чисел a и b. Справедливы условия ортогональности

$$\sum_{a\in GF(2^m)}W_b(a)=\begin{cases}0,b\neq0,\\2^m,b=0\end{cases},$$

$$\sum_{a\in GF(2^m)}W_b(a)W_c(a)=\sum_{a\in GF(2^m)}W_{b+c}(a)=\begin{cases}0,b\neq0,\\2^m,b=0\end{cases}.$$

Функции $\omega_b(a)$ также ортогональны в области их определения, их полное множество представляет ортогональный базис, по которому можно разложить дискретные функции длительностью 2^m в ряд. Для базисной системы функций Уолша разработаны производительные алгоритмы быстрого спектрального преобразования, которые также могут быть применены к перемеженной базисной системе.

Алгоритм посимвольного приема включает три этапа [2].

На первом этапе выполняется спектральное преобразование в базисе $\omega_b(a)$ с размерностью 2^m над последовательностью “мягких” решений $p(y_l|b(l))$

$$C_l(r) = \sum_{b(l)\in GF(2^m)} p(y_l|b(l))w_{b(l)}(r).$$

Здесь $l = 0,1,...,n-1$ - номер позиции кодовых символов.

На втором этапе вычисляется спектральное множество $\{T_l(\lambda)\}$

$$T_l(\lambda) = \sum_{\beta\in GF(2^m)} \Pr(b(l)=\beta|\vec{Y})w_\beta(\lambda),\ \lambda\in GF(2^m).$$

Спектральное множество $\{T_l(\lambda)\}$ вычисляется с использованием величин $C_l(r)$ и множества кодовых слов R дуального кода C_H с параметрами $(n, n-k)$

$$T_l(\lambda) = \frac{1}{\sum\limits_{r_p:R\in C_H}\prod\limits_{p=0}^{n-1}C_p(r_p)} \sum_{r_p:R\in C_H}\prod_{p=0}^{n-1}C_p(r_p)\frac{C_l(\eta_l-\lambda)}{C_l(\eta)}.$$

На третьем этапе вычисляются апостериорные вероятности $\Pr(b(l)=\beta|\vec{Y})$ с использованием обратного спектрального преобразования над $T_l(\lambda)$

$$\Pr(b(l)=\beta|\vec{Y}) = \sum_{\lambda\in GF(2^m)} T_l(\lambda)\omega_\beta(\lambda).$$

Наиболее простым является рассматриваемый алгоритм посимвольного приема для сигнальных конструкций на основе кодов с проверкой на четность. В этом случае множество кодовых слов R_i дуального кода C_H с параметрами $(k+1,1)$ содержит 2^m последовательностей кодовых символов одинаковых элементов $\alpha\in GF(2^m)$ длительностью $k+1$ [1,2].

На рисунке 1 приведены вероятностные кривые, полученные в результате моделирования алгоритма посимвольного приема сигнальных конструкций на основе ортогональных функций Уолша с обьемом 8, 16 и 64 и на основе кода с проверкой на четность в поле $GF(2^3)$ (кривая 1), $GF(2^4)$ (кривая 2) и $GF(2^6)$ (кривая 3). Видно, что при увеличении объема полей вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ монотонно уменьшаются для фиксированных значений $E_б/N_0$: вероятность $P_{\text{ош}} = 10^{-4}$ достигается при $E_б/N_0 = 7.25$ дБ для поля $GF(2^3)$, при $E_б/N_0 = 6.1$ дБ для поля $GF(2^4)$ и при $E_б/N_0 = 4.5$ дБ для поля $GF(2^6)$.

Таким образом, приведено описание алгоритма оптимального посимвольного приема сигнальных конструкций на основе блоковых помехоустойчивых кодов в недвоичных полях $GF(2^m)$, формируемых по модулю неприводимого многочлена степени m. Основу разработанного алгоритма составляет спектральное преобразование в базисе Уолша-Адамара, размерность которого определяется размерностью поля 2^m. Результирующая сложность разработанного алгоритма посимвольного приема определяется размерностью дуального кода, что обусловливает перспективность его применения для блоковых помехоустойчивых кодов с высокой кодовой скоростью.

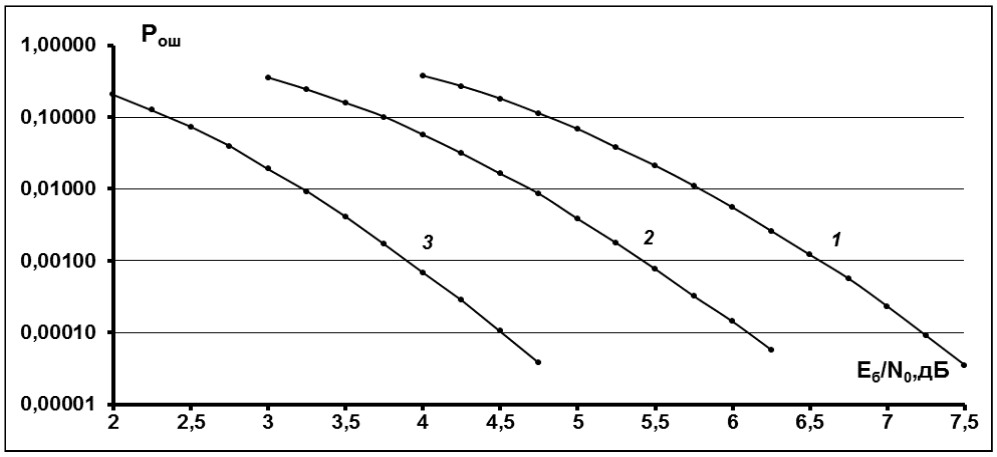


Рисунок 1. Зависимости вероятности ошибки $P_{ош}$ от отношения сигнал/помеха при посимвольном приеме сигнальных конструкций на основе ортогональных функций Уолша и кода с проверкой на четность в поле $GF(2^3)$ (кривая 1), $GF(2^4)$ (кривая 2), $GF(2^6)$ (кривая 3).

Литература

1. Johnson S.J. Iterative Error Correction: Turbo, Low-Density Parity-Check and Repeat-Accumulate Codes. Cambridge: Univ. Press, 2010.
2. Назаров Л.Е., Шишкин П.В. Исследование помехоустойчивости алгоритма оптимального посимвольного приема сигналов, соответствующих кодам с проверкой на четность в недвоичных полях. // Радиотехника и электроника. 2019. №9, стр. 910-915.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект №20-07-00525).

THE ALGORITHM OF OPTIMAL SYMBOL-BY-SYMBOL DECODING OF SIGNALS CORRESPONDING TO BLOCK CODES IN NON-BINARY FIELDS

Nazarov L.E.

Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS

The focus of this paper is directed towards the description of the symbol-by-symbol decoding algorithm of signal constructions based on block error-correcting codes in the non-binary fields. The basis of the developed symbol-by-symbol decoding algorithm is shown to be the spectral transformation in the Walsh-Hadamard basis. The resulting complexity of the developed decoding algorithm is shown to be determined by the dimension of the dual code, which determines the perspective of its application for high-rate block error-correcting codes. The simulation results of the developed decoding algorithm for the purpose of investigation the noise-immunity for signals based on parity check codes are presented.

ОПТИМИЗАЦИОННАЯ ТЕОРИЯ – ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ СТИЛЬ ПРОЕКТОВ ВБЛИЗИ ГРАНИЦЫ ШЕННОНА

д.т.н., проф. Золотарёв В.В.[1], д.т.н., проф. Овечкин Г.В.[2]

[1] Институт космических исследований РАН
[2]Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина

Рассмотрены последние результаты в области разработки алгоритмов декодирования помехоустойчивых кодов. Выполнено сопоставление прикладных результатов Оптимизационной Теории (ОТ) и имеющихся крайне ограниченных материалов для прочих методов коррекции ошибок. Сделан вывод о безусловном лидерстве ОТ и об отсутствии необходимости применения других кодов где-либо вообще в силу неизбежно слабых возможностей и большого списка недостатков декодеров этих направлений и методов их разработок и исследований.

Как следует из ряда публикаций последнего времени [1-10] прикладная теория кодирования как поиск методов, близких по достоверности к ОД при линейной от длины кодов сложности декодирования вблизи границы Шеннона для всех классических каналов, рассматриваемых в теории кодирования, полностью завершена на базе ОТ. Прежняя теория кодирования, которая до недавнего времени считалась «классической», передала эстафету лидерства ОТ, новой «квантовой механике» теории информации. Созданные инновационные оптимизационные технологии ОТ позволяют создавать простейшие алгоритмы декодирования на основе многопороговых декодеров (МПД) и различных модификаций алгоритмов Витерби (АВ).

Основными причинами лидерства методов и парадигм ОТ относительно других основных подходов к разработкам и исследованиям в настоящее время считается обширная и исключительно плодотворная пятидесятилетняя деятельность научной школы ОТ. Эта школа характеризуется большим числом патентов и успешных теоретических и аналитических изысканий в сфере разработок декодеров для каналов с большим уровнем шума, непосредственно вблизи пропускной способности каналов с независимыми искажениями.

Но другим крайне важным средством разработок методов декодирования, обеспечившим безусловное лидерство школы ОТ в мировом конкурсе в области теории кодирования стало создание мощных программных комплексов для полномасштабного моделирования исследуемых алгоритмов коррекции ошибок. Причина чрезвычайной важности наличия программных компонент в комплексе исследований в сфере кодов состоит просто в том, что главный параметр, характеризующий эффективность кодов – вероятность ошибок декодирования, особенно вблизи границы Шеннона, может быть получен только в эксперименте. И как это ни кажется странным, но очень правдоподобно мнение, что в настоящее время нет ни одной другой группы специалистов, разрабатывающей системы кодирования, которая имела бы достаточно развитое программное обеспечение, позволяющее ускорить разработки систем кодирования.

Проблема соотношения теоретических и экспериментальных исследований стала весьма актуальной уже в 80-х годах прошлого века настолько, что статьи по этой тематике неоднократно публиковались на портале РАН [11]. Приведём ряд выдержек из такой публикации: «Противостояние компьютерного моделирования и теории, основанной на математических методах, – Болезнь Века. … Теоретик, работающий в любой научной области, знает, что далеко не все задачи можно решить аналитически: для подавляющего большинства проблем получить точные и даже приближенные решения не удается. … Комбинирование возможностей теории и моделирования – особая профессия, требующая сочетания навыков и талантов, необходимых теоретикам прошлого века и специалистам по компьютерному моделированию современности». Однако лозунг конца того тысячелетия: «Программирование – вторая грамотность» сейчас стал совсем неактуален и, по существу, полностью утерян.

Научная школа ОТ ещё в начале 70-х годов ясно поняла, что теория кодирования – вовсе не математическая задача. Это и позволило сторонникам этого комплексного оптимизационно-аналитического направления решить практически целый ряд задач, которые не дались сторонникам «чистого» теоретизирования. Как отмечено в ряде публикаций, ОТ содержит многие важнейшие результаты на уровне крупнейших теоретических открытий, а некоторые из её достижений, многие из которых запатентованы, соответствуют по уровню значимости для теории кодирования и для техники связи работам нобелевского уровня. Совокупность всех результатов в теории и экспериментальном моделировании на парадигмах ОТ и образовало ту совокупность технологий, которая позволила полностью решить проблему Шеннона для всех классических моделей каналов связи.

Именно полное отсутствие каких-либо видов деятельности в плане моделирования работы создаваемых алгоритмов в рамках «старой» теории кодирования стало уже много десятилетий назад концом алгебраической и связанных с ней других направлений развития в прежней прикладной теории кодирования.

В докладе отмечается, что за последние десятилетия никакие исследовательские группы не предъявили ни одного проверяемого образца декодера, которые можно было рассмотреть в виде модели, работающей, например, на языке С++. А школа ОТ свободно предлагает всем широкое множество программных платформ, но которых можно проводить разработки алгоритмов МПД и АВ, включая их блоковые версии, справочники и учебники по разработке декодеров на основе новых технологий.

В кратком комментарии к публикациям, которые сдержат альтернативные по отношению к ОТ результаты оценок характеристик разработанных разными группами декодеров, указана их общая оценка, в частности,

по материалам статей [12-15]. Она состоит в том, что все эти методы никак не оценены авторами по реальной сложности, а аналитические прикидки авторов дают оценки сложности их разработок, иногда в n^2 раз и более превышающие сложность методов ОТ. Здесь n – длина используемых кодов, что при типичных их длинах n~1000÷10000 свидетельствует о многомиллионной разнице в скоростях тех методов и алгоритмов ОТ. Если добавить к этому, что и вблизи границы Шеннона декодеры, построенные по принципам ОТ, обеспечивают обычно наилучшие оптимальные (как и переборные!) решения при теоретически минимально возможной линейной от длины кода n сложности, то преимущества алгоритмов ОТ становятся абсолютно бесспорными и вообще недосягаемыми для методов прочих направлений. Эти выводы справедливы как для уже традиционных бесперспективных направлений турбо и низкоплотностных кодов, так и для полярных кодов, которые также не предъявили за 10 лет своего развития ни одной компьютерной модели хотя бы одного алгоритма декодирования этого типа.

В докладе также кратко указаны дальнейшие достижения школы ОТ в плане приближений области успешного декодирования для алгоритмов ОТ к границе Шеннона. Эта работа будет продолжена и в дальнейшем.

Научная школа ОТ предлагает всем специалистам в области цифровой обработки присоединиться к нашим усилиям по диверсификации технологий ОТ на все направления цифровой информатики, повышающие достоверность дискретных данных в наибольшей степени и простейшими средствами. Наша поддержка всем энтузиастам и специалистам, которые придут в новую отрасль теории кодирования, всеми нашими ресурсами и знаниями гарантируется.

Большой объем дополнительной информации о МПД представлен на наших двуязычных веб-сайтах [8].

Результаты получены при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант №18-07-00525).

Литература

1. В.В. Золотарёв. Теория и алгоритмы многопорогового декодирования. // Под редакцией члена-корреспондента РАН Ю.Б. Зубарева. Москва, "Радио и связь", "Горячая линия - Телеком", 2006, 266 с. e-book: https://mtdbest.ru/articles/теория и алгоритмы 2006.pdf .
2. Золотарёв В.В., Зубарев Ю.Б., Овечкин Г.В. Многопороговые декодеры и оптимизационная теория кодирования // Под редакцией академика РАН В.К. Левина. М.: «Горячая линия – Телеком», 2012, 238 с.
3. В.В. Золотарёв. Теория кодирования как задача поиска глобального экстремума (Оптимизационная Теория помехоустойчивого кодирования – новая «квантовая механика» теории информации» // Под редакцией академика РАН Н.А. Кузнецова. М., "Горячая линия - Телеком", 2018, 222 с..
4. V.V. Zolotarev. Coding Theory as a Simple Optimal Decoding near Shannon's Bound (Optimization Theory of error-correcting coding - is a new "quantum mechanics" of information theory). M., “Hot Line – Telecom”, 2018, 333 p, free of charge, e-book: https://mtdbest.ru/articles/mtd_book_2019.pdf .
5. Zolotarev V., Zubarev Y., Ovechkin G. Optimization Coding Theory and Multithreshold Algorithms. Geneva, ITU, 2015, 159 p. free of charge, e-book: https://mtdbest.ru/articles/Zolotarev_ITU.pdf .
6. Ю.Б. Зубарев, В.В. Золотарёв, Г.В. Овечкин. Новые технологии и парадигмы помехоустойчивого кодирования: после решения проблемы Шеннона. // Электросвязь, №7, 2019, с.56-61.
7. Н.А. Кузнецов, В.В. Золотарёв, Ю.Б. Зубарев, Г.В. Овечкин, Р.Р. Назиров, С.В. Аверин. Проблемы и открытия Оптимизационной Теории помехоустойчивого кодирования. // М., ИКИ РАН, «Горячая линия – Телеком», электр. издание, 2020, 38 с.
8. Ресурсы www.mtdbest.ru и www.mtdbest.iki.rssi.ru .
9. V.V. Zolotarev, G.V. Ovechkin, I. . Chulkov, P.V. Ovechkin, S.V. Averin, D. Zh. Satybaldina, V. T. Kao. Review of Achievements in the Optimization Coding Theory for Satellite Channels and Earth Remote Sensing Systems: 25 Years of Evolution. // "Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса", 2017, Т. 14, № 1, с.9–24.
10. Золотарев В.В., Овечкин П.В. Способ кодирования и декодирования блокового кода с использованием алгоритма Витерби. Патент на изобр. №2608872 от 25.01.2017 г.
11. Магаршак Ю. Число, возведенное в абсолют // Независимая газета,09.09.2009 г.
12. Д.К. Зигангиров, К. Ш. Зигангиров, Декодирование низкоплотностных кодов с проверочными матрицами, составленными из перестановочных матриц, при передаче по каналу со стираниями. Пробл. передачи информ., 2006, том 42, выпуск 2, с.44–52.

13. В.В. Зяблов, Р. Йоханнессон, М. Лончар. Просто декодируемые коды с малой плотностью проверок на основе кодов Хемминга. // Проблемы передачи информации. 2009. Том 45. Вып.2. С. 25-40.
14. Трифонов П.В. Методы построения и декодирования многочленных кодов: дис. ... докт. техн. наук: 03.23.18 // Трифонов Петр Владимирович. – СПб., 2018.
15. Милославская В.Д. Методы построения и декодирования полярных кодов: дис. ... канд. тех. наук: 03.02.15 // Милославская Вера Дмитриевна. – СПб., 2015.

OPTIMIZATION THEORY – TECHNOLOGICAL STYLE OF PROJECTS NEAR SHANNON BOUND

Zolotarev V.V.[1], Ovechkin G.V.[2]

[1]Space Research Institute
[2]Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin

The latest results in the field of decoding algorithms for error correction codes development are considered. The application results of Optimization Theory (OT) and the available extremely limited results for other error correction methods have been compared. It is concluded that there is unconditional leadership of OT and that there is no need to use other codes anywhere at all due to inevitably weak capabilities and a large list of shortcomings of decoders of these directions and methods of their development and research.

_____ ◆ _____

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ОГИБАЮЩЕЙ ДЕЙСТВИТЕЛЬНЫХ ДИСКРЕТНЫХ ФИНИТНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ДПФ

проф., д.т.н. Пономарева О.В.[1],
доц., к.э.н. Пономарев А.В.[1], доц., к.т.н. Смирнова Н.В.[2]

[1]Ижевский государственный технический университет им. М. Т. Калашникова
[2]Севастопольский государственный университет

Исследуются методы определения огибающих (мгновенных амплитуд) действительного сигнала, как для непрерывного, так и дискретного случая. Дан анализ преимуществ и недостатков существующих методов определения огибающей (мгновенной амплитуды) действительного сигнала для непрерывного и дискретного случая. Обоснована эффективность выбора определения сопряженного сигнала методом преобразования Гильберта. Рассмотрен вопрос определения гильбертовой огибающей для действительных, дискретных, финитных сигналов методами дискретного преобразования Фурье и дискретно – временного преобразования Фурье. Выявлена главная причина больших относительных погрешностей при измерении гильбертовых огибающих методом дискретного преобразования Фурье. Разработан новый эффективный метод и результативный метод измерения огибающей действительного, дискретного, финитного сигнала, который на порядок уменьшает относительную погрешность ее измерения, на порядок, сокращает вычислительные затраты и необходимую память для реализации метода. Полученные в работе теоретические результаты подтверждены результатами численного моделирования

Введение. Теоретическим и практическим вопросам определения огибающих (мгновенных амплитуд) действительных аналоговых (континуальных, непрерывных) сигналов[1] уделяется значительное внимание, их рассмотрению посвящено значительное число научных работ как у нас в стране, так и за рубежом. В связи с бурным развитием информационных технологий, широкому их внедрению в различные предметные области, происходит повсеместный переход с аналоговой обработки сигналов (АОС) на цифровую обработку сигналов (ЦОС). Среди предметных областей в которых важен и актуален вопрос определения огибающих

[1] Поскольку аналоговые сигналы, **описываются непрерывными функциями времени, то в научной литературе их называют также непрерывными или континуальными сигналами.**

действительных дискретных финитных сигналов (ДДФС)[2], отметим инфокоммуникации, цифровую обработку изображений и анализ сцен, радиотехнику, сейсмологию, создание систем диагностирования. Переход от АОС к ЦОС в силу существенных различий в теориях ЦОС и АОС, связан с переосмыслением многих и положений и понятий теории АОС, и определение огибающих ДДФС (мгновенных амплитуд ДДФС) яркий тому пример.

Цель данной работы – рассмотрение теоретических и практических вопросов определения огибающих действительных континуальных дискретных сигналов; анализ их преимуществ и недостатков; разработка нового метода определения огибающих действительных дискретных сигналов на конечных интервалах, позволяющего сохранив преимущества существующих методов, ослабить и/или устранить их недостатки**.**

В теории АОС существует два вида математических моделей сигнала $x(t)$ [3]:

- во временной области путем описания сигнала $x(t)$ через мгновенные параметры:

$$x(t) = \mathrm{A}(t)\cdot\cos\,[\Phi(t)]; \qquad (1)$$

- в частотной области путем описания сигнала $x(t)$ через спектральные составляющие:

$$x(t) = \sum_k A_k \cos\,(2\pi f_k t + \varphi_k); \qquad (2)$$

где $\mathrm{A}(t)$ – мгновенная амплитуда (огибающая) сигнала; $\Phi(t)$ – мгновенная фаза сигнала $x(t)$; A_k – амплитуда k гармонической компоненты; f_k – частота k гармонической компоненты; φ_k – начальная фаза k гармонической компоненты.

Отметим, что частотная математическая модель сигнала $x(t)$, благодаря принципу суперпозиции, нашла широкое применение при анализе линейных цепей с постоянными параметрами. Временная математическая модель сигнала $x(t)$ используется при анализе безынерционных нелинейных цепей.

Определение огибающей континуальных сигналов методом преобразования Гильберта и Гильберта- Коржика. Введем в рассмотрение понятие гильбертова сигнала[4]. Гильбертовым сигналом называется комплексный сигнал, действительная $x(t)$ и мнимая части которого $\upsilon_{\Im}(t)$ связаны преобразованием Гильберта:

$$y(t) = x(t) + j\cdot\upsilon_{\Im}(t); \qquad (3)$$

$$\upsilon_{\Im}(t) = \Im\,[x(t)] = \ \mathrm{VP}\ \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{x(\tau)}{t-\tau}d\tau; \qquad (4)$$

где $\Im$ – символ преобразования Гильберта (оператора Гильберта), VP – символ главного значения по Коши.

Применение понятия гильбертова сигнала позволяет однозначно определить мгновенные параметры сигнала $x(t)$:

гильбертову мгновенную фазу: $\Phi(t) = \mathrm{arctg}\dfrac{\upsilon_{\Im}(t)}{x(t)}$; (4)

гильбертову мгновенную амплитуду (гильбертову огибающую): $\mathrm{A}_{\Im}(t) = [\sqrt{x^2(t) + \upsilon_{\Im}{}^2(t)}]$;(5)

---

[2] **Действительные дискретные финитные сигналы** — это дискретные во времени действительные сигналы (последовательности), которые отличные от нуля на конечном временном интервале и равны нулю вне него.

[3] Сигнал **– это материальный носитель информации различной физической природы о процессах, явлениях, состояниях или физических величинах объектов материального мира, средство перенесения информации в пространстве и времени.**

[4] Авторы **называют сигнал вида (3)** *гильбертовым сигналом* **и сознательно избегают термина** *«аналитический сигнал»*, **часто употребляемый как в отечественной, так и в зарубежной научной литературе. Это объясняется тем, что А.М. Трахтманом было доказано, что термин «***гильбертов сигнал***» является более точным для обозначения истинных свойств сигнала вида (3), чем термин** *«аналитический сигнал»*. **По мнению авторов для обозначения гильбертовых сигналов допустим и термин** *«гильбертовский сигнал»*, **который иногда употребляется в научных источниках не как самостоятельный термин, а как синоним термина** *«аналитический сигнал»*.

гильбертову мгновенную частоту: $f(t)=\frac{1}{2\pi}\frac{d\Phi(t)}{dt}=\frac{1}{2\pi}\cdot\frac{\frac{d\upsilon_{\Im}(t)}{dt}\cdot x(t)-\frac{dx(t)}{dt}\cdot\upsilon_{\Im}(t)}{x^2(t)+\upsilon_{\Im}{}^2(t)}$. (6)

Преимущества применения в науке и технике гильбертовых сигналов подробно рассмотрено в великолепных книгах [1-5], которые крайне полезны специалистам занимающихся решением большого круга задач АОС, ЦОС. В них приведены примеры определения комплексных сигналов вида (3), действительная $x(t)$ и мнимая части которых $\upsilon(t)$ определяются иными преобразованиями (не преобразованием Гильберта). Дан анализ достоинств и недостатков свойств мгновенных параметров, мнимая часть сигналов которых получены с помощью иных преобразований. Проведено сравнение свойств мгновенных параметров, полученных с помощью иных преобразований со свойствами гильбертовых мгновенных параметров сигналов. Там же доказано, что если выдвинуть вполне понятные (с физической точки зрения) требования к преобразованию $x(t)$ в $\upsilon(t)$, то единственным линейным (аддитивным) оператором, удовлетворяющим требованиям, является оператор Гильберта $\Im$ (3)[5].

Однако кроме преимуществ, благодаря которым гильбертовы сигналы и имеют столь широкие приложения, преобразование Гильберта обладает и двумя существенными недостатками, непосредственно вытекающими из его природы:

- преобразование Гильберта не является нелокальным преобразованием;[6]
- мнимая часть гильбертова сигнала (сопряженный сигнал) и, как следствие, гильбертова огибающая не являются финитными сигналами (см. сноску 2).

Для ослабления влияния этих недостатков преобразования Гильберта при анализе действительных континуальных финитных сигналов предложено обобщение преобразования Гильберта в виде преобразования Гильберта – Коржика [1]. Идея преобразования Гильберта – Коржика заключается в следующем. Действительный континуальный финитный сигнал $x(t)$, заданный на конечном интервале $[0, T]$ рассматривается как один период периодического сигнала $x_p(t)$ с периодом T. В этом случае преобразование Гильберта сигнала $x_p(t)$ будет также периодическим сигналом $\upsilon_{\Im-K,p}(t)$ с периодом T. Несложно видеть, что и огибающая, полученная с помощью преобразования Гильберта – Коржика:

$$A_{\Im-K,p}(t)=[\sqrt{x_p{}^2(t)+\upsilon_{\Im-K,p}{}^2(t)}]; \quad (7)$$

также является периодическим сигналом с периодом T.

Зададимся следующим вопросом: за счет чего при применении преобразования Гильберта – Коржика происходит ослабления влияния двух вышеуказанных недостатков преобразования Гильберта? Ответ на этот вопрос является актуальным , поскольку в научной литературе ответ на столь важный вопрос, либо не рассматривается вообще, либо излагается сбивчиво, фрагментарно и непоследовательно.

Пусть задан континуальный финитный сигнал $x(t)$, на конечном интервале $[0, T]$, спектральная плотность, которого задана прямым преобразованием Фурье:

$$S(j\omega)=\int_{-\infty}^{+\infty}x(t)\cdot e^{-j\omega t}dt. \quad (8)$$

Поставив в соответствие эрмитовой функции[7] $S(j\omega)$ эрмитову функцию $V(j\omega)$ вида:

---

[5] Требования к выбору преобразования: **малые изменения сигнала $x(t)$ должны приводить к малым изменениям мгновенных параметров; мгновенная фаза и мгновенная частота сигнала $x(t)$ не должны изменяться при изменении мощности сигнала $x(t)$ при неизменной его форме; параметры гармонического сигнала должны соответствовать их классическим определениям.**

[6] Нелокальность преобразования, **определяемого некоторым оператором $\Re$ – это свойство преобразования, заключающееся в том, что в некоторой точке t_1 значения сигнала $y(t)=\Re[x(t)]$ определяются значениями сигнала $x(t)$ на всей временной оси $-\infty\le t\le+\infty$. Преобразование Гильберта не является** локальным преобразованием**, в тоже время оно** асимптотически локально**, поскольку ядро этого преобразования есть функция вида** $\sin(x)/x$

[7] Спектральная плотность $S(j\omega)$ **является эрмитовой функцией, поскольку ее действительная часть является четной функцией частоты ω, а мнимая часть нечетной функцией частоты ω.**

$$V(j\omega)=\begin{cases}-jS(j\omega), & \omega>0\\ 0, & \omega=0\\ jS(j\omega), & \omega<0\end{cases}, \qquad (9)$$

и выполнив обратное преобразование Фурье спектральной плотности $V(j\omega)$, приходим к частотной трансформанте преобразования Гильберта:

$$\upsilon_{\Im}(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}V(j\omega)\cdot e^{j\omega t}d\omega. \qquad (10)$$

Отметим, что соотношения (9) и (10) иллюстрируют физический смысл преобразования Гильберта, который заключается в фазовом повороте спектральной плотности $V(j\omega)$. Действительно, модули спектральных плотностей $S(j\omega)$ и $V(j\omega)$ сигналов $x(t)$ и $\upsilon_{\Im}(t)$ равны между собой, а фаза спектральной плотности $V(j\omega)$ сдвинута относительно фазы спектральной плотности $S(j\omega)$ в области отрицательных частот на $+\pi/2$, а в области положительных частот на $-\pi/2$. Периодическое продолжение действительного континуального финитного сигнала $x(t)$, заданного на конечном интервале [0, T], приводит к созданию сигнала $x_p(t)$, спектр которого $S(jk\Omega)$ является дискретным и представляет собой набор комплексных амплитуд ряда Фурье сигнала $x_p(t)$:

$$x_p(t)=\sum_{k=-\infty}^{+\infty}S(jk\Omega)\cdot e^{jk\Omega t};\ \Omega=\frac{2\pi}{T}; \qquad (11)$$

где $S(jk\Omega)=\frac{1}{T}\int_0^T x_p(t)\cdot e^{-jk\Omega t}dt.$ (12)

Отметим, что спектральная плотность $S(j\omega)$ и дискретный спектр $S(jk\Omega)$ определены на всей частотной оси от $-\infty$ до $+\infty$, а их огибающие совпадают с точностью до постоянного множителя.

Преобразование Гильберта- Коржика сигнала $x_p(t)$ на основе частотной трансформанты задается следующим выражением:

$$\upsilon_{\Im-K,p}(t)=\sum_{k=-\infty}^{+\infty}V(jk\Omega)\cdot e^{jk\Omega t};\ \text{где } V(jk\Omega)=\begin{cases}-jS(jk\Omega), & k>0\\ 0, & k=0\\ jS(jk\Omega), & k<0\end{cases}. \qquad (13)$$

Сопряженный сигнал $\upsilon_{\Im-K,p}(t)$ как и сигнал $x_p(t)$ является периодическим. Но если периодизация сигнала $x_p(t)$ не сопровождается проявлением эффекта наложения (исходный сигнал является финитным), то периодизация сопряженного сигнала $\upsilon_{\Im-K,p}(t)$ сопряжена с проявлением эффекта наложения во временной области. Следовательно, во-первых, именно благодаря наложению во временной области сопряженного сигнала $\upsilon_{\Im-K,p}(t)$ происходит ослабление влияния двух вышеуказанных недостатков преобразования Гильберта и, во-вторых, огибающие $A_{\Im}(t)$ и $A_{\Im-K,p}(t)$ это принципиально разные огибающие, которые на интервале [0, T] не совпадают между собой.

Таким образом, проведенный анализ показал, что преобразование Гильберта - Коржика только частично решает проблему финитности гильбертовой огибающей сигналов, заданных на конечном интервале и приводит к дополнительным погрешностям определения гильбертовой огибающей методического характера.

Определение огибающей дискретных сигналов на конечных интервалах методом дискретного преобразования Фурье. Прямое дискретное преобразование Фурье (ДПФ), получившее в настоящее время широчайшее распространение благодаря алгоритмам быстрого преобразования Фурье (БПФ), в алгебраической форме задается следующим выражением:

$$S_N(k)=\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}x(n)\,W_N^{kn};\quad W_N=\exp(-j\frac{2\pi}{N}),\quad k=\overline{0,(N-1)}, \qquad (14)$$

где $x(n)$ – дискретный сигнал, заданный на N – интервале, т.е. $n=\overline{0,N-1}$, $S_N(k)$ – коэффициенты ДПФ (спектр);

Обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ) определяется соотношением:

$$x(n)=\sum_{k=0}^{N-1} S_N(k)\, W_N^{-kn}. \qquad (15)$$

Исходя из соотношений (14) и (15) дискретное преобразование Гильберта (ДПГ) в частотной области сигнала $x(n)$; $n=\overline{(0,N-1)}$, определим в следующем виде:

$$x_{ДПФ,Э}(n)=\sum_{k=0}^{N-1} V_N(k)\, W_N^{-kn}; V_N(k)=\begin{cases} -j\cdot S_N(k) & при \quad k=\overline{1,(N/2-1)}; \\ S_N(k)=0 & при \quad k=0;\ k=N/2; \\ +j\cdot S_N(k) & при \quad k=\overline{(N/2+1),(N-1)}; \end{cases}; \qquad (16)$$

где $x_{ДПФ,Э}(n)$ – сопряженный сигнал, полученный методом ДПФ. Гильбертов сигнал:

$$y_{ДПФ,Э}(n)=x(n)+j\cdot x_{ДПФ,Э}(n), \qquad (17)$$

позволяет однозначно определить огибающую действительного дискретного сигнала $x(n)$ методом ДПФ:

$$A_{ДПФ}(n)=\sqrt{x^2(n)+x^2_{ДПФ,Э}(n)}. \qquad (18)$$

Очевидно, что ДПГ в частотной области на основе ДПФ, по сути дела, является дискретным вариантом преобразования Гильберта-Коржика (13) со всеми его недостатками.

Рассмотрим способ получения гильбертова сигнала на основе дискретно-временного преобразования (ДВПФ). Действительному дискретному финитному сигналу $x(n)$, заданному на N – интервале, поставим в соответствие сигнал вида:

$$x_1(n)=x(n),\ n=\overline{0,N-1};\ x_1(n)=0, \text{ при } -\infty < n<0; \text{ и при } N\le n<\infty. \qquad (19)$$

ДВПФ сигнала $x_1(n);\ -\infty<n<+\infty$ определяется как Z-преобразование $x_1(n)$ на единичной окружности:

$$S(z)\Big|_{z=\exp(-j2\pi f)}=S(j2\pi f)=S(j\omega)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} x_1(n)\cdot\exp(-j2\pi\cdot f\cdot n)=\sum_{n=0}^{N-1} x(n)\cdot\exp(-j2\pi\cdot f\cdot n);\ 0\le f<1. \qquad (20)$$

Откуда непосредственно следует, что:

$$x_{1,ДВПФ,Э}(n)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} V(j\omega)\cdot e^{j\omega n}d\omega;\ -\infty<n<+\infty; \qquad (21)$$

определяет сопряженный сигнал по отношению к сигналу $x_1(n)$. Следовательно, огибающая действительного дискретного сигнала $x_1(n)$, определенная методом ДВПФ равна:

$$A_{ДВПФ}(n)=\sqrt{x_1{}^2(n)+x^2_{1,ДВПФ,Э}(n)};\ -\infty<n<+\infty. \qquad (22)$$

Нетрудно видеть, что сопряженный сигнал $x_{1,ДВПФ,Э}(n)$ и огибающая $A_{ДВПФ}(n)$ не являются финитными функциями, а непосредственное нахождение огибающей $A_{ДВПФ}(n)$ согласно формуле (22) проблематично в силу пределов изменения аргумента n. Отметим, что, несмотря на то, что сигнал $x(n)$ и спектр $S_N(k)$ заданы на N – интервалах, они периодически продолжаются на всю временную и частотную оси соответственно[8].

Для измерения огибающей сигнала $x_1(n)$ (22), применим следующий подход. Частота дискретизации спектра $S_N(k)$ (14) равна $f_0=1/N$. Для того, чтобы повысить частоту дискретизации спектра $S_N(k)$ до частоты $f_0=2/N$ необходимо дополнить сигнал $x(n)$ N нулевыми отсчетами. Следовательно, увеличивая число нулевых отсчетов в сигнале $x(n)$, мы можем, вычислить огибающую на N – интервале сигнала $x(n)$, которая по мере увеличения числа нулевых отсчетов в сигнале $x(n)$, будет стремиться к огибающей $A_{ДВПФ}(n)$. Недостатком данного подхода является существенное увеличение числа операций и требуемой памяти процессорного измерительного средства (ПрИС), реализующего алгоритм БПФ. Но именно на решение

[8] Свойство периодичности ДПФ **объясняется тем, что ДПФ равно ДВПФ периодического дискретного сигнала. Если сигнал периодичен, то прямое ДВПФ дискретно. Если спектр периодичен, то обратное ДВПФ дискретно. Если сигнал дискретен, то прямое ДВПФ периодично. Если спектр дискретен, то обратное ДВПФ периодично.**

такого рода проблем разработанное авторами обобщение ДПФ в виде параметрического ДПФ (ДПФ-П) [6-18].

Для подтверждения теоретических результатов было приведено численное моделирование. При моделировании для получения «*истинной*» огибающей $A_{ÄÂÍÔ}(n)$ сигнал $x(n)$, $n=\overline{0,N-1}$, $N=64$ дополнялся 16320 нулевыми отсчетами. Дискретное преобразование Фурье полученного сигнала $x_1(n)$ осуществлялось методом ДПФ-П, что позволило сократить при численном моделировании затраты памяти в 256 раз, а вычислительные затраты – в 7 раз.

Измерение огибающей предложенным методом позволяет, по сравнению с методом ДПФ, на порядок уменьшить относительную погрешность измерения огибающей и осуществлять измерение с заданной точностью.

Вывод. Разработан эффективный и результативный метод измерения огибающей дискретных финитных сигналов на базе метода параметрического ДПФ, позволяющий, существенно сократить требуемый объем памяти, вычислительные затраты и повысить точность.

Литература

1. Финк Л.М. Сигналы. Помехи. Ошибки. 2-е изд., перераб. и доп.-М.: Радио и связь, 1984.-256 с.
2. Ванштейн Л.А., Вакман Д.Е. Разделение частот в теории колебаний и волн .-М.: Наука, 1983.-288 с.
3. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов : 2-е изд. Пер. с англ.-М.: ООО «Бином-Пресс». 2006.-636 с.
4. Rabiner, L. R. and Gold, B. Theory and Application of Digital Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1975, p. 367.
5. Oppenheim, A. V., and Schafer, R. W. Discrete-Time Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 2009, p. 1120.
6. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Тенденции развития дискретных косвенных измерений параметров электрических сигналов // Метрология. 2017. №1. С. 20-32.
7. Пономарев В.А., Пономарева О.В., Пономарев А.В. Измерение временных спектров дискретных сигналов на конечных интервалах // Вестник ИжГТУ имени М.Т.Калашникова, 2016.-Т.19.-№2.-С.80-83.
8. Пономарев В.А, Пономарева О.В., Пономарева Н.В. Метод быстрого вычисления дискретного преобразования Гильберта в частотной области// Современные информационные и электронные технологии, 2014.-№15.-С.183-184.
9. Пономарева Н.В., Пономарева В.Ю. Локализация спектральных пиков методом параметрического дискретного преобразования Фурье // Интеллектуальные системы в производстве. – 2016. – № 2 (29). – С. 15-18.
10. Пономарев В.А., Пономарева О.В., Пономарева Н.В. Инверсия дискретного времени и параметрическое дискретное преобразование Фурье // Интеллектуальные системы в производстве. – 2016. – № 4 (31). – С. 25-31.
11. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Обобщение дискретного преобразования Фурье для интерполяции во временной области / В.А. Пономарев, О.В. Пономарева // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1983. – Т. 16. – № 9. – С. 67 - 68.
12. Пономарева О.В., Алексеев В.А., Пономарев А.В. Быстрый алгоритм измерения спектра действительных сигналов методом апериодического дискретного преобразования Фурье // Вестник ИжГТУ имени М.Т.Калашникова. – 2014. – № 2(62). – С. 106 - 109.
13. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Инвариантность текущего энергетического спектра Фурье комплексных дискретных сигналов на конечных интервалах // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2014. – Вып. 2. – С. 8 - 16.
14. Смирнова Н.В., Пономарева О.В. Векторная и спектральная цифровая обработка сигналов в музыкальной акустике методом параметрического дискретного преобразования Фурье. Цифровая обработка сигналов. 2019. № 2. С. 3-11.
15. Пономарева О.В., Пономарев А.В. Интерполяция в пространственной области двумерных дискретных сигналов с помощью быстрых преобразований Фурье. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 1. С. 88-94.
16. Пономарева О.В., Пономарев А.В., Смирнова Н.В. Цифровизация измерений спектров в базисе Фурье - тенденции развития и проблемы. Приборы и методы измерений. 2019. Т. 10. № 3. С. 271-280.
17. Пономарев А.В. Теоретические вопросы линейных пространственно-инвариантных систем обработки сигналов. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 3. С. 97-104.

18. Пономарев А.В. Основы теории двумерной цифровой обработки сигналов в базисах Фурье с варьируемыми параметрами. Цифровая обработка сигналов. 2019. № 2. С. 12-20.

METHOD FOR MEASURING THE ENVELOPE OF REAL DISCRETE COMPACT SIGNALS BASED ON PARAMETRIC DFT

Prof. Dr. Tech. Sciences Ponomareva O.V.[1]
Associate Professor, Ph.D. econ. sciences. Ponomarev A.V.[1],
Associate Professor, Ph.D. tech. Sciences Smirnova N.V.[2]

[1]Izhevsk State Technical University M.T. Kalashnikova
[2]Sevastopol State University

Methods of determining the envelopes (instantaneous amplitudes) of an actual signal are studied, both for a continuous and a discrete case. The analysis of the advantages and disadvantages of existing methods for determining the envelope (instantaneous amplitude) of the actual signal for a continuous and discrete case is given. The efficiency of the choice of determining the conjugate signal by the Hilbert transform method is substantiated. The problem of determining the Hilbert envelope for real, discrete, finite signals by the methods of discrete Fourier transform and discrete - time Fourier transform is considered. The main reason for the large relative errors in the measurement of Hilbert envelopes by the discrete Fourier transform method is revealed. A new effective method and an effective method for measuring the envelope of a real, discrete, finite signal is developed, which reduces the relative error of its measurement by an order of magnitude, reduces the computational cost and the necessary memory for implementing the method. The theoretical results obtained in the work are confirmed by the results of numerical modeling.

_____ ◆ _____

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ВОССТАНОВЛЕНИЯ СВЯЗИ В КОМБИНИРОВАННЫХ РАДИОСЕТЯХ ПРИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ ПЕРЕБОРЕ ЗАРАНЕЕ ПОДГОТОВЛЕННЫХ ЧАСТОТ

доц., к.т.н Ковальков Д.А., проф., д.т.н. Шиманов С.Н.,
к.т.н Крикунов А.А., соиск. Ромашов А.Ю.

Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого

В статье предложен способ оценки эффективности алгоритмов автоматического восстановления каналов связи в комбинированных радиосетях. В основе рассматриваемых алгоритмов лежит последовательная смена заранее подготовленных рабочих частот по команде центральной станции, управляющей сетью. Разработан ряд аналитических моделей, позволяющих рассчитать вероятностно-временные и временные характеристики процесса восстановления связи, а также числовые и вероятностные характеристики связности комбинированной радиосети в зависимости от ее структуры, доступного частотного ресурса и помеховой обстановки.

Особенностью многих радиосетей специального назначения является необходимость обеспечения информационного обмена в условиях преднамеренных деструктивных воздействий. В зависимости от интенсивности таких воздействий возможно подавление отдельных каналов и направлений связи, при этом стандартные механизмы обеспечения помехозащищенности не могут гарантировать устойчивую радиосвязь в интересах абонентов сети. Одним из способов решения данной проблемы является применение алгоритмов автоматического восстановления каналов связи, в основе которых лежит смена рабочих частот [1,2]. Как правило, реализация данных алгоритмов осуществляется централизованно под управлением главной станции.

В статье рассматривается подход к оценке эффективности процесса восстановления связи в комбинированной радиосети (КРС) при последовательной смене заранее подготовленных частот (ЗПЧ). Особенностью таких сетей радиосвязи является то, что передача от центральной станции (ЦС) – «вниз-многим», осуществляется в радиосети, а абонентскими станциями (АС) – «вверх-от-всех», – в радионаправлениях. Фрагмент такой радиосети с частотным разделением каналов представлен на рисунке 1.

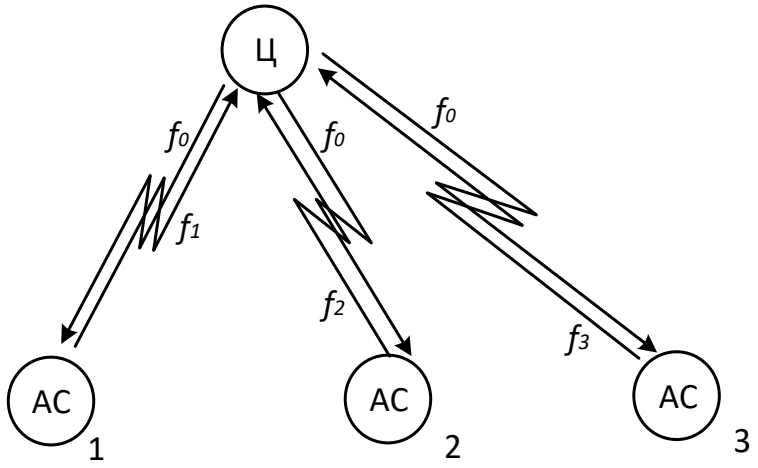


Рисунок 1. Структура комбинированной радиосети с частотным разделением каналов

Как следует из рисунка 1, между ЦС и всеми АС установлены дуплексные каналы связи (КС), каждый из которых состоит из двух направлений связи: «вниз» (общая рабочая частота) и «вверх». Во многих современных средствах радиосвязи реализованы процедуры прослушивания каналов и анализа качества передаваемых и принимаемых сигналов. Следовательно, существует возможность определить направление непрохождения сигнала. Очевидно, что алгоритмы восстановления направлений связи «вниз» и «вверх» будут отличаться. При смене общей частоты передачи ЦС связана с перестройкой всей КРС и временным разрушением всех организованных каналов, в том числе исправных. Второй случай сопровождается изменением только одной передающей частоты АС, что более предпочтительно с точки зрения поддержания связности в КРС, при этом он сложнее для математического описания. Поэтому в статье, прежде всего, рассматривается вопрос моделирования процесса восстановления направлений связи «вверх».

Как правило, рассматриваемый процесс восстановления связи состоит из одного и более типовых шагов (итераций), в ходе которых приемо-передающие (ППК) комплексы ЦС и АС обмениваются служебной информацией и перестраивают рабочие частоты (возможен обмен информацией оконечной аппаратуры (ОА) для проверки новых каналов). В зависимости от помеховой обстановки и с учетом наличия механизма повторной передачи непринятых сообщений, длительность каждого шага в общем случае является случайной. Тем не менее, в рамках решаемой задачи для получения верхней границы числовых и вероятностных оценок времени восстановления направлений связи можно принять длительность шага процесса восстановления постоянной и равной максимальной суммарной длительности элементарных циклов работы ППК и ОА – $T_ш$.

Исходные данные для моделирования:

N – норма управляемости в комбинированной сети (количество абонентских станций);

$n = n_в + n_н$ – число направлений связи в комбинированной радиосети;

$n_в = N$ – число направлений связи «вверх» в комбинированной радиосети;

$n_н = N$ – число направлений связи «вниз» (на общей частоте) в комбинированной радиосети;

p_0 – вероятность поражения направления связи на периоде воздействия средств радиоэлектронного подавления;

$N_{ЗПЧ}$ – количество частот на передачу (прием), используемых при автоматическом восстановлении связи в режиме (на каждый ППК в комбинированной радиосети);

$T_ш$ – длительность одного шага процесса восстановления (установка и проверка новой рабочей частоты).

Допущения:

1. Направления связи поражаются с равной вероятностью независимо друг от друга, причем выход из строя всех пораженных направлений происходит одновременно.

2. Канал связи между абонентами считается пораженным (информация не доведена), если подавлено хотя бы одно направление связи, составляющее дуплексный радиоканал.

3. Служебный канал ППК считается абсолютно надежным, т.е. доведение информации на реконфигурацию комбинированной радиосети – достоверное событие при заданной длительности операции.

Показатели качества процесса восстановления (поддержания) связи:

Для различных режимов работы ППК «Базелит» требуется определить следующие характеристики:

$P_{восст}$ – вероятность обеспечения (поддержания) всех направлений связи в комбинированной РС в условиях воздействия РЭП;

$F_t(t),\ P_t(t)$ – закон распределения длительности процесса полного восстановления связности (вероятностно-временные характеристики (ВВХ));

$P(R_u,t),\ F(R_u,t)$ – вероятностные характеристики процесса восстановления (поддержания) направлений связи в комбинированной РС (R_u – количество исправных направлений);

m_{R_u} – среднее число исправных направлений связи в комбинированной радиосети;

σ_{R_u} – среднеквадратическое отклонение (СКО) числа исправных направлений связи в комбинированной радиосети;

m_t – среднее время восстановления направлений связи в комбинированной радиосети;

σ_t – СКО времени восстановления направлений связи в комбинированной радиосети;

Последние два показателя относятся к временным характеристикам (ВХ) процесса восстановления.

Моделирование процесса восстановление связности при пропадании *m* направлений «вверх»

Расчет вероятностных и числовых характеристик длительности процесса полного восстановления связности

Количество одновременно отказавших направлений связи «вверх» является дискретной случайной величиной (ДСВ), которая для принятых допущений имеет биномиальное распределение: $X_в = Bi(N, p_0)$. Ряд распределения задается известной формулой Бернулли [3]:

$$P_N(X_в = m) = C_N^m \cdot p_0^{\,m} \cdot (1-p_0)^{N-m},\ m = 0,1..N\ , \qquad (1)$$

где C_N^m – биномиальный коэффициент.

Рассмотрим порядок расчета показателей качества процесса восстановления связности при различных значениях *m*. Для нахождения итоговых значений необходимо усреднить вероятностные характеристики процесса по всем возможным случаям. При этом, следует отметить, что фактически рассматриваются ситуации, связанные с отказом хотя бы одного направления. Таким образом, ряд распределения необходимо пересчитать, исключив случай безотказной работы (*m* = 0):

$$P_N(X_в = m) = \frac{C_N^m \cdot p_0^{\,m} \cdot (1-p_0)^{N-m}}{1-P_N(X_в = 0)} = \frac{C_N^m \cdot p_0^{\,m} \cdot (1-p_0)^{N-m}}{1-(1-p_0)^N},\ m = 1..N\ . \qquad (2)$$

Пропадание одного направления

Процесс восстановления связи в соответствии с алгоритмом функционирования ППК продолжается до тех пор, пока не будет найдена рабочая частота, обеспечивающая информационный обмен с требуемым качеством. Примем допущение о том, что число шагов процесса перестройки ППК по ЗПЧ не привязано к номеру текущей частоты – *№тек*, т.е. будет осуществляться циклический перебор всех $N_{ЗПЧ}$ доступных частот, начиная с ($(№_{тек}+1)\ mod\ N_{ЗПЧ}$) и заканчивая (при необходимости) ($(№_{тек}-1)\ mod\ N_{ЗПЧ}$).

При этом максимальное число шагов процесса ограниченно количеством доступных ЗПЧ и составляет $N_ш = N_{ЗПЧ} - 1$ (текущая частота уже недоступна). Таким образом, число Z_1 шагов процесса восстановления одного направления связи центральной станции с абонентом можно считать ДСВ, имеющей усеченное геометрическое распределение с параметром ($1-p_0$) [3] (ограничение по числу перебираемых ЗПЧ), ряд распределения которой задается выражением:

$$P_в(Z_1 = k) = \begin{cases} (1-p_0)\cdot p_0^{\,k-1},\ k = 1..N_{ЗПЧ}-2, \\ p_0^{\,k-1},\ k = N_{ЗПЧ}-1. \end{cases} \qquad (3)$$

Функция распределения этой величины:

$$F_в(Z_1 = k) = \begin{cases} \sum_{i<k} P(Z_1 = i) = 1-p_0^{k-1},\ k = 1,2..N_{ЗПЧ}-1 \\ 1,\ k > N_{ЗПЧ}-1 \end{cases}. \qquad (4)$$

Пропадание двух и более направлений

С точки зрения математического описания длительность процесса восстановления Z_m (в шагах) будет представлять собой ДСВ – максимум из m ДСВ, имеющих одинаковое распределение, определяемое выражениями (3) и (4). Подход к определению вероятностных характеристик в этом случае известен [4]. Выражение для функции распределения имеет вид:

$$F_{в}^{(m)}(Z_m = k) = \begin{cases} \left[F_{в}\left(Z_1 = k\right)\right]^m, \; k = 1,2..N_{ЗПЧ} - 1, \; m = 1,2...N \\ 1, \; k > N_{ЗПЧ} - 1 \end{cases}. \quad (5)$$

Можно доказать, что ряд распределения в этом случае задается выражением:

$$P_{в}^{(m)}(Z_m = k) = \sum_{j=1}^{m} C_m^j \cdot P_{в}\left(Z_1 = k\right)^j \cdot \left[F_{в}\left(Z_1 = k\right)\right]^{m-j}, \; k = 1,2..N_{ЗПЧ} - 1, \; m = 2,3...N. \quad (6)$$

Зная закон распределения, можно рассчитать числовые характеристики соответствующих случайных величин [3]: условные математические ожидания – $m_{Z_{m_в}}$, второй начальный момент – $\alpha_{2_Z_{m_в}}$, и СКО – $\sigma_{Z_{m_в}}$ длительности процесса восстановления сети при отказе $X_{в} = m$ направлений связи:

$$m_{Z_{m_в}} = M[Z_m \,|\, X_{в} = m] = \sum_{k=1}^{N_{ЗПЧ}-1} k \cdot P_{в}^{(m)}(Z_m = k), \quad (7)$$

$$\alpha_{2_Z_{m_в}} = M[Z_m^2 \,|\, X_{в} = m] = \sum_{k=1}^{N_{ЗПЧ}-1} k^2 \cdot P_{в}^{(m)}(Z_m = k), \quad (8)$$

$$\sigma_{Z_{m_в}} = \sqrt{D[Z_m \,|\, X_{в} = m]} = \sqrt{\alpha_{2_Z_{m_в}} - m_{Z_{m_в}}^2}. \quad (9)$$

Для определения обобщенных (безусловных) вероятностных и числовых характеристик длительности Z (в шагах) процесса восстановления направлений связи в комбинированной радиосети в режиме ЗПЧ необходимо провести усреднение выражений (7)-(9) по вероятностям распределения (2). Для расчета СКО результаты усреднения выражений (7) и (8) подставляются в (9) [4]:

$$F_{Z_в}(k) = \begin{cases} \sum_{m=1}^{N} P_N(X_{в} = m) \cdot F_{в}^{(m)}(k) = \sum_{m=1}^{N} \dfrac{C_N^m \cdot {p_0}^m \cdot (1-p_0)^{N-m}}{1-(1-p_0)^N} \cdot F_{в}^{(m)}(k), \; k = 1,2..N_{ЗПЧ} - 1 \\ 1, \; k > N_{ЗПЧ} - 1 \end{cases}, \quad (10)$$

$$P_{Z_в}(k) = \sum_{m=1}^{N} \frac{C_N^m \cdot {p_0}^m \cdot (1-p_0)^{N-m}}{1-(1-p_0)^N} \cdot P_{в}^{(m)}(k), \; k = 1,2..N_{ЗПЧ} - 1, \quad (11)$$

$$m_{Z_в} = \sum_{m=1}^{N} \frac{C_N^m \cdot {p_0}^m \cdot (1-p_0)^{N-m}}{1-(1-p_0)^N} \cdot m_{Z_{m_в}}, \quad (12)$$

$$\alpha_{2_Z_в} = \sum_{m=1}^{N} \frac{C_N^m \cdot {p_0}^m \cdot (1-p_0)^{N-m}}{1-(1-p_0)^N} \cdot \alpha_{2_Z_{m_в}}, \quad (13)$$

$$\sigma_{Z_в} = \sqrt{\alpha_{2_Z_в} - m_{Z_в}^2}. \quad (14)$$

Переход от дискретного времени в шагах к реальному времени T процесса восстановления радиосети с математической точки зрения представляет собой умножение ДСВ Z (Z_m) на константу $T_ш$. В этом случае функция и ряд распределения (условные – $F_{T_в}^m(t),\; P_{T_в}^m(t)$ и безусловные – $F_{t_в}(t),\; P_{t_в}(t)$) получаются из исходных путем замены числа шагов k на величину $k \cdot T_ш$. Соответствующие математические ожидания и СКО – $m_{t_в}$, $m_{t_{m_в}}$, $\sigma_{t_в}$, $\sigma_{t_{m_в}}$, вычисляются путем умножения исходных значений на $T_ш$ [3].

Расчет вероятностных характеристик числа восстановленных (исправных) направлений связи

Вероятностное описание процесса поддержания (восстановления) связности в комбинированной радиосети в условиях поражения направлений связи можно получить на основе закона распределения числа восстановленных направлений $R_н$. Очевидно, что это распределение зависит от количества проведенных попыток смены ЗПЧ, т.е. имеет место нестационарный дискретный случайный процесс конечной длительности – $R_н(t_k = k \cdot T_ш) \Leftrightarrow R_н(k), \; k = 1,2..N_{ЗПЧ} - 1$. В рамках решаемой задачи достаточно определить частные законы распределения его сечений. Для этого рассмотрим последовательность случайных событий

$A_1^{(i)}, A_2^{(i)}, .. A_{N_{ЗПЧ}}^{(i)}$, где $A_k^{(i)}$ – восстановление *i*-го направления после *k* последовательно проверенных ЗПЧ. Вероятности этих событий в соответствии с (4) определяются выражением:

$$P(A_k^{(i)}) = 1 - p_0^k,\ k = 1,2..N_{ЗПЧ} - 1 \quad (15)$$

Очевидно, что при отказе *m* направлений связи на очередном шаге случайная величина $R_и(k)$ – число восстановленных направлений после *k* попыток, представляет собой количество наступивших событий $A_k^{(i)}$, $i = 1,2..m$ и в соответствии с принятыми допущениями подчиняется биномиальному закону распределения: $R_и(k) = Bi(m, 1 - p_0^k)$. Таким образом, искомый ряд распределения находится с помощью выражения:

$$P_m(R_н(k) = i) = C_m^i \cdot (1 - p_0^k)^i \cdot p_0^{k \cdot (m-i)},\ m = 1..N, k = 1..N_{ЗПЧ}.., \quad (16)$$

При анализе процесса восстановления связности удобнее пользоваться числовыми характеристиками. На основе выражений (7)-(9) можно определить математическое ожидание и СКО числа восстановленных направлений в каждом сечении рассматриваемого случайного процесса, т.е. получить зависимости $m_{R_н}(k)$ и $\sigma_{R_н}(k)$. По аналогии с вышесказанным можно использовать данные зависимости как для конкретного числа отказавших направлений связи *m*, так и усредненные по всем возможным значениям. То же касается и перехода от времени протекания процесса в шагах к реальному времени работы радиосети. Отметим, что выражение (16) при *i* = *m* позволяет другим способом получить выражение (6).

Вероятность полного восстановления комбинированной радиосети при поражении *m* направлений связи «вверх» и задействования всего ресурса ЗПЧ можно рассчитать по следующему выражению:

$$P_{восст_в}^{(m)} = (1 - p_0^{(N_{ЗПЧ}-1)})^m. \quad (17)$$

Для перехода от числа восстановленных направлений связи к общему числу исправных направлений достаточно в выражениях, определяющих вероятностные и числовые характеристики, заменить величину $R_н$ на величину

$$R_и = R_н + (N - m). \quad (18)$$

Таким образом, получены аналитические выражения, позволяющие рассчитать все требуемые показатели эффективности процесса восстановления (поддержания) связности в комбинированной радиосети при отказе направлений связи «вверх».

Литература

1. Самойленко С.И. и др. Вычислительные сети (адаптивность, помехоустойчивость, надежность). М.: Наука. 1991 277 с.
2. Стародубцев, В. С. Модели и алгоритмы оценки устойчивости функционирования информационной системы в условиях воздействия негативных факторов / В. С. Стародубцев, О. В. Исаев // Вестник воронежского института ФСИП России. Воронеж, 2018, № 1. – с.104-108с.
3. Вентцель Е.С. Теория вероятностей: Учеб. для вузов. /Е.С. Вентцель. – 8-е изд., стер. – М.: Высш. шк., 2002. – 575 с.: ил.
4. Вентцель Е.С. Теория вероятностей и ее инженерные приложения: 5-е изд. / Е.С. Вентцель, Л.А. Овчаров. – М.: КНОРУС, 2010. – 480 с.

MATHEMATICAL MODELING OF THE PROCESS OF RESTORING COMMUNICATION IN A COMBINED RADIO NETWORK WITH SEQUENTIAL SEARCH OF PRE-PREPARED FREQUENCIES

Kovalkov D.A., Shimanov S.N.,
Krikunov A.A., Romashov A.U.

Branch of the Military Academy of the Rocket Forces of the Strategic Designation named after Peter the Great (Serpukhov, Moscow Region)

In article, the method of estimation of effectiveness of algorithms of automatic restoring communication in combined radio network is proposed. Such algorithms are mostly based on sequential search of pre-prepared frequencies. The calculation of the required indicators is significantly complicated. The article proposes a method for determining the probabilistic-temporal and temporal characteristics of restoring process in depend on network structure, noise rate and number of frequencies.

ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АБОНЕНТСКОГО ТРАФИКА В РАДИОСЕТЯХ СЛУЧАЙНОГО МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА

доц., к.т.н Ковальков Д.А., проф., д.т.н. Шиманов С.Н.,
к.т.н Крикунов А.А., соиск. Ромашов А.Ю., соиск. Караев Д.А.

Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого в г. Серпухове

В статье рассматривается способ обеспечения точности при решении задачи идентификации параметров первичного абонентского трафика в широковещательной радиосети. Способ основан на косвенном интервальном оценивании интенсивности первичной абонентской нагрузки. Набор наблюдаемых параметров позволяет применять такой подход при различных алгоритмах случайного доступа в радиосети.

Один из известных способов обеспечения требуемого уровня робастности канала случайного множественного доступа (СМД) ***[1,2]*** основан на введении в канал системы адаптации его параметров. В этом случае в канале некоторым образом организуется самостоятельная, автоматическая перестройка его динамических свойств (его параметров или структуры в смысле числа физических каналов) вслед за изменением свойств внешних воздействий – первичного абонентского трафика – с целью обеспечения успешного функционирования в каждой конкретной ситуации.

В общем случае процесс адаптации системы включает в себя такие функциональные составляющие как идентификацию текущего состояния системы, прогнозирование поведения системы в будущем и принятие решения на целенаправленное изменение параметров или структуры системы, причем с технической точки зрения наибольшую трудность представляет первый этап.

Любой алгоритм случайного доступа предполагает возможность возникновения коллизий, кроме того, передаваемые данные могут быть потеряны вследствие воздействия помех. Абонент, не сумевший передать свой пакет, переходит в режим повторной передачи, следовательно, суммарный трафик в канале представляет собой совокупный поток первичных и повторно передаваемых пакетов, которые могут вступать в конфликт между собой. Таким образом, число первичных пакетов, сгенерированных абонентами сети на каком-то временном интервале, и число успешно переданных (зафиксированных адресатом) в общем случае не совпадают, что не позволяет осуществить прямое измерение параметра нестационарного первичного трафика.

Рассмотрим задачу идентификации первичного трафика на примере широковещательной радиосети с конечным числом однородных абонентов – N, передача информации в которой синхронизирована по временным тактам (окнам). Парциальная нагрузка каждого абонента является стационарной пуассоновской и характеризуется вероятностью p_0 появления пакета в очередном такте. Длительность одного такта – $T_{окн}$ может быть, например, привязана к времени передачи одного пакета данных – T_n. В режиме повторной передачи абоненты пытаются передать имеющийся пакет данных в очередном такте с вероятностью p_r – параметр «настойчивости» [2]. Допустим, что весь переданный трафик радиосети фиксируется некоторой центральной станцией. Требуется определить неизвестное значение первичной активности (параметра трафика) p_0, при условии возможной нестационарности абонентской нагрузки.

Эффективность работы протокола СМД можно оценить, по следующим показателям: относительная пропускная способность $C_к$ и средняя задержка при передачи пакета $\overline{T}$, которые определяются известными выражениями:

$$C_к = (N - \bar{n})p_0, \quad \overline{T} = \frac{\bar{n}}{C_k} \tag{19}$$

где $\bar{n}$ – среднее число абонентов, находящихся в режиме повторной передачи.

Известный способ определения параметра первичного трафика [1] основан на прямом измерении этих показателей и косвенной оценки требуемой величины с помощью выражения (1).

Выражения для нахождения точечных оценок C и $\overline{T}$ известны из [1].

Формулы для косвенной точечной оценки параметра трафика и среднего числа абонентов в режиме повторной передачи:

$$\overline{n} = \overline{T} \cdot C, \qquad p_{0_C_T} = \frac{C}{N - \overline{T} \cdot C}. \tag{2}$$

Известным недостатком точечных оценок, тем более косвенных, является степень доверия к их значениям. Для гарантированного обеспечения устойчивой работы канала СМД необходимо перейти к интервальному или квантильному оцениванию. Тем не менее, актуальным остается вопрос повышения точности полученных значений, поскольку гарантированное исключение возможности блокировки канала, в условиях большой дисперсии точечных оценок все равно приводит к снижению эффективности функционирования протокола [4].

Очевидно, что в рассматриваемом случае, повышение точности измерений возможно только за счет увеличения объема накопленной информации о наблюдаемом процессе. При ограниченном интервале наблюдения, т.е. количестве отсчетов – $\tau_в$, это можно осуществить путем расширения пространства измеряемых (фиксируемых) характеристик канала. Помимо указанных выше, предлагается фиксировать временные сегменты, в которых не было активности абонентов (попыток передать пакет), что технически несложно реализовать в современных радиомодемах. Таким образом, будем рассматривать величину Z – вероятность молчания всех абонентов. Согласно выбранной модели трафика:

$$Z = e^{-((N-n)\cdot p0 + n\cdot pr)}. \tag{3}$$

Точечная оценка этой величины:

$$Z = \frac{\nu}{\tau_в}, \tag{4}$$

где ν – число временных сегментов на интервале наблюдения, в которых не было зафиксировано успешных либо неуспешных попыток передачи пакета.

Из (2) и (3) можно получить новое выражение для точечной оценки параметра трафика:

$$p_{0_Z_T} = -\frac{\ln(Z)}{N\overline{T}pr + \overline{T}\ln(Z) + N}. \tag{5}$$

Оценки $p_{0_Z_T}$ и $p_{0_C_T}$ можно рассматривать как результаты двух неравноточных измерений величины p_0 на предыдущем интервале наблюдения. Очевидно, что данные оценки зависимы между собой, тем не менее, использование дополнительной информации (измерения) положительно влияет на точность результата в целом [4]. Итоговое выражение для точечной статистической оценки первичной активности абонентов:

$$p_0 = \left(\frac{p_{0_Z_T}}{\sigma^2_{p^*_{0_Z_T}}} + \frac{p_{0_C_T}}{\sigma^2_{p^*_{0_C_T}}} \right) \Bigg/ \left(\frac{1}{\sigma^2_{p^*_{0_Z_T}}} + \frac{1}{\sigma^2_{p^*_{0_C_T}}} \right) = \frac{(\sigma^2_{p^*_{0_C_T}} \cdot p_{0_Z_T} + \sigma^2_{p^*_{0_Z_T}} \cdot p_{0_C_T})}{\sigma^2_{p^*_{0_Z_T}} + \sigma^2_{p^*_{0_C_T}}}, \tag{6}$$

где $\sigma_{p^*_{0_Z_T}}, \sigma_{p^*_{0_C_T}}$ – средние квадратические отклонения (СКО) точечных оценок, полученных по (2) и (5) соответственно, которые характеризуют их точность. По известной теореме о дисперсии суммы двух случайных величин, СКО оценки по (6) определяется выражением:

$$\sigma_{p^*_0} = \sqrt{\frac{\sigma^2_{p^*_{0_Z_T}} \cdot \sigma^2_{p^*_{0_C_T}}}{\sigma^2_{p^*_{0_Z_T}} + \sigma^2_{p^*_{0_C_T}}} + \frac{2 \cdot K_{(p^*_{0_Z_T})(p^*_{0_C_T})} \cdot \sigma^2_{p^*_{0_Z_T}} \cdot \sigma^2_{p^*_{0_C_T}}}{(\sigma^2_{p^*_{0_Z_T}} + \sigma^2_{p^*_{0_C_T}})^2}}, \tag{7}$$

где $K_{(p^*_{0_Z_T})(p^*_{0_C_T})}$ – корреляционный момент связи случайных величин $p_{0_Z_T}$ и $p_{0_C_T}$.

Согласно общей методики расчета интервальных оценок, указанные СКО можно рассматривать как объективную меру точности для точечных косвенных оценок параметра трафика, при этом для дальнейших вычислений необходимо определить их частные и совместные законы распределения.

Рассмотрим законы распределения точечных статистических оценок измеряемых характеристик – $C^*, \overline{T}^*, Z^*$. Исходя из ожидаемой длительности интервала наблюдения, величины C^*, Z^* подчиняются

нормальному закону распределения, величина $\overline{T}^*$ в зависимости от объема выборки может быть распределена как по нормальному закону, так и по закону Стьюдента [5,7].

Введем обозначения:

$Z, C, \overline{T}$ – точечные оценки, полученные по итогам последнего интервала наблюдения;

$\sigma_{\overline{T}^*}, \sigma_{C^*}, \sigma_{Z^*}$ – СКО точечных оценок [5].

Далее в статье для краткости рассматривается только случай нормального распределения точечной оценки среднего времени задержки, однако полученные результаты легко обобщаются для случая малой выборки, путем замены выражения для плотности распределения.

Косвенные оценки $p^*_{0_C_T}(C^*,\overline{T}^*)$ и $p^*_{0_Z_T}(Z^*,\overline{T}^*)$ являются функциями двух случайных величин C^*, $\overline{T}^*$ и Z^*, $\overline{T}^*$ соответственно, с известными законами распределения. Для нахождения $f(p^*_{0_C_T})$ и $f(p^*_{0_Z_T})$ воспользуемся алгоритмом предложенным в [1], введя допущение о попарной независимости распределений соответствующих случайных величин. Тогда плотности совместного их распределения определяются произведениями:

$$f(C^*,\overline{T}^*) = f(C^*)\cdot f(\overline{T}^*). \tag{8}$$

$$f(Z^*,\overline{T}^*) = f(Z^*)\cdot f(\overline{T}^*). \tag{9}$$

Выберем вторую функцию случайных величин C^* и $\overline{T}^*$ – $\overline{n}^*_{C_T} = \overline{n}^*(C^*,\overline{T}^*)$.

Области определения обоих функций известны из математической модели канала: $D_{p^*_{0_C_T}} = D_{p_0} = (0,1)$, $D_{\overline{n}^*_{C_T}} = D_{\overline{n}} = (0,N)$.

Плотность совместного распределения случайных косвенных оценок $p^*_{0_C_T}$ и $\overline{n}^*_{C_T}$ находим из соотношения:

$$f_{C_T}(p^*_{0_C_T},\overline{n}^*_{C_T}) = f[C(p^*_{0_C_T},\overline{n}^*_{C_T}),\overline{T}(p^*_{0_C_T},\overline{n}^*_{C_T})]\cdot\left|J_{C_T}\right|, \tag{10}$$

где $C(p^*_{0_C_T},\overline{n}^*_{C_T})$, $\overline{T}(p^*_{0_C_T},\overline{n}^*_{C_T})$ – взаимно однозначные обратные функции;

J_{C_T} – якобиан преобразования, определяемый по формуле:

$$\left|J_{C_T}\right| = \frac{1}{p^*_{0_C_T}}. \tag{11}$$

После подстановки получим:

$$f_{C_T}(p^*_{0_C_T},\overline{n}^*_{C_T}) = \frac{1}{2\pi p^*_{0_C_T}\cdot\sigma_{C^*}\cdot\sigma_{\overline{T}^*}}\exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2_{C^*}}\left(p^*_{0_C_T}(N-\overline{n}^*_{C_T})-C\right)^2\right]\cdot$$
$$\cdot\exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2_{\overline{T}^*}}\left(\frac{\overline{n}^*_{C_T}}{p^*_{0_C_T}(N-\overline{n}^*_{C_T})}-\overline{T}^*\right)^2\right]. \tag{12}$$

Численно интегрируя функцию (12) по области определения $D_{\overline{n}^*_{C_T}}$, получаем плотность распределения:

$$f_{C_T}(p^*_{0_C_T}) = \int_{D_{\overline{n}}} f_{C_T}(p^*_{0_C_T},\overline{n}^*_{C_T})\partial\overline{n}^*_{C_T}. \tag{13}$$

По известной плотности распределения вычисляем СКО точечной оценки

$$\sigma_{p^*_{0_C_T}} = \sqrt{\int_{D_{p_0}}(p^*_{0_C_T})^2 f_{C_T}(p^*_{0_C_T})dp^*_{0_C_T} - \left(p_{0_C_T}\right)^2}. \tag{14}$$

Зная закон распределения точечной оценки, можно найти верхнюю границу параметра трафика с требуемой надежностью, таким образом решить поставленную задачу идентификации. Этот метод подробно

описан в [1,3]. В данной статье рассматривается возможность повышения точности предложенного метода за счет учета величины Z^*.

Аналогично изложенному выше, якобиан преобразования:

$$\left|J_{Z_T}\right| = e^{-((N-\bar{n}^*_{Z_T})\cdot p^*_{0_Z_T}+\bar{n}^*_{Z_T}\cdot pr)} \cdot \frac{N\cdot p^*_{0_Z_T}+\bar{n}^*_{Z_T}\cdot(pr-p^*_{0_Z_T})}{(N-\bar{n}^*_{Z_T})\cdot {p^*_{0_Z_T}}^2}. \quad (15)$$

Плотность совместного распределения случайных косвенных оценок $p^*_{0_Z_T}$ и $\bar{n}^*_{Z_T}$ определяется выражением:

$$f_{Z_T}(p^*_{0_Z_T},\bar{n}^*_{Z_T}) = \frac{1}{2\pi\cdot\sigma_{Z^*}\cdot\sigma_{\bar{T}^*}}\exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2_{Z^*}}\left(e^{-((N-\bar{n}^*_{Z_T})\cdot p^*_{0_Z_T}+\bar{n}^*_{Z_T}\cdot pr)}-Z\right)^2\right]\cdot$$
$$\cdot\exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2_{\bar{T}^*}}\left(\frac{\bar{n}^*_{C_T}}{p^*_{0_C_T}(N-\bar{n}^*_{C_T})}-\bar{T}^*\right)^2\right]\cdot\left|J_{Z_T}\right|. \quad (16)$$

Плотность распределения точечной оценки $p^*_{0_Z_T}$ и ее СКО $\sigma_{p^*_{0_Z_T}}$ находим аналогично.

Для расчёта корреляционного момента $K_{(p^*_{0_Z_T})(p^*_{0_C_T})}$ необходимо найти совместную плотность распределения косвенных оценок – $f_p(p^*_{0_Z_T},p^*_{0_C_T})$. Сделать это можно, рассмотрев совместное распределение трех случайных величин C^*, $\bar{T}^*$ и Z^*. Дополнительная трудность заключается в том, что величины C^* и Z^* являются зависимыми между собой. Их коэффициент корреляции в соответствие с [7] может быть найден как коэффициент корреляции частот наступления зависимых случайных событий по известному выражению:

$$r_{(C^*)(Z^*)} = \sqrt{\frac{Z^*\cdot C^*}{(1-Z^*)\cdot(1-C^*)}}. \quad (17)$$

Тогда используя известное выражение для совместной плотности распределения двух зависимых нормальнораспределенных случайных величин C^*, Z^*, а также учитывая попарную независимость величин C^*, $\bar{T}^*$ и Z^*, $\bar{T}^*$, получим плотность совместного распределения всех измеряемых параметров.

Аналогично изложенному выше алгоритму, определим совместную плотность распределения случайных величин $p^*_{0_C_T}$, $p^*_{0_Z_T}$ и $\bar{n}^*$:

$$f_{совм}(p^*_{0_C_T},p^*_{0_Z_T},\bar{n}^*) = \frac{1}{(2\pi)^{3/3}\cdot\sigma_{C^*}\cdot\sigma_{Z^*}\cdot\sigma_{\bar{T}^*}\cdot\sqrt{1-r^2_{(C^*)(Z^*)}}}\exp\left[-\frac{1}{1-r^2_{(C^*)(Z^*)}}\cdot\left(-\frac{1}{2\sigma^2_{C^*}}\left(p^*_{0_C_T}(N-\bar{n}^*)-C\right)^2-\right.\right.$$
$$\left.\left.-r_{(C^*)(Z^*)}\cdot\frac{(p^*_{0_C_T}(N-\bar{n}^*)-C)\cdot(e^{-((N-\bar{n}^*_{Z_T})\cdot p^*_{0_Z_T}+\bar{n}^*_{Z_T}\cdot pr)}-Z)}{\sigma_{C^*}\cdot\sigma_{Z^*}}+\frac{1}{2\sigma^2_{Z^*}}\left(e^{-((N-\bar{n}^*_{Z_T})\cdot p^*_{0_Z_T}+\bar{n}^*_{Z_T}\cdot pr)}-Z\right)^2\right)\right]\cdot \quad (18)$$
$$\cdot\exp\left(\left[-\frac{1}{2\sigma^2_{\bar{T}^*}}\left(\frac{\bar{n}^*}{p^*_{0_C_T}(N-\bar{n}^*)}-\bar{T}^*\right)^2\right]\right)\cdot\left|J_{Z_T_C}\right|,$$

$$\left|J_{Z_T_C}\right| = \frac{e^{-((N-\bar{n}^*)\cdot p^*_{0_Z_T}+\bar{n}^*\cdot pr)}\cdot(N-\bar{n}^*)}{p^*_{0_C_T}}. \quad (19)$$

Совместная плотность распределения косвенных оценок:

$$f_p(p^*_{0_Z_T},p^*_{0_C_T}) = \int_{D_{\bar{n}}} f_{совм}(p^*_{0_C_T},p^*_{0_Z_T},\bar{n}^*)\partial\bar{n}^*, \quad (20)$$

что позволяет найти их корреляционный момент связи $K_{(p^*_{0_Z_T})(p^*_{0_C_T})}$.

Таким образом можно рассчитать СКО точечной оценки параметра трафика, учитывающей все три измеряемые характеристики. Сравнив с величинами, найденными ранее, получим выигрыш в точности идентификации по сравнению с известным методом. Данный выигрыш (уменьшение СКО), согласно результатам моделирования, составляет 35-45%.

Для законченного решения задачи идентификации абонентской нагрузки необходимо найти закон распределения косвенной оценки. Введем обозначения:

$$a_1 = \frac{\sigma^2_{p^*_{0_Z_T}} + \sigma^2_{p^*_{0_C_T}}}{\sigma^2_{p^*_{0_Z_T}}},\ a_2 = \frac{\sigma^2_{p^*_{0_Z_T}} + \sigma^2_{p^*_{0_C_T}}}{\sigma^2_{p^*_{0_C_T}}},\ p_2 = \frac{p_{0_Z_T}}{a_2},\ \ p_1 = \frac{p_{0_C_T}}{a_1}. \qquad (21)$$

Аналогично использованному ранее алгоритму, с учетом формулы для плотности распределения суммы двух случайных величин [7], получим следующее выражение:

$$g_{совм}(p_0^*, p_1, \bar{n}^*) = \frac{a_2 \cdot (N - \bar{n}^*)}{(2\pi)^{2/3} \cdot \sigma_{C^*} \cdot \sigma_{Z^*} \cdot \sigma_{\bar{T}^*} \cdot \sqrt{1 - r^2_{(C^*)(Z^*)}} \cdot p_1} \cdot$$

$$\cdot \exp\left[-\frac{1}{1 - r^2_{(C^*)(Z^*)}} \cdot \left(-\frac{1}{2\sigma^2_{C^*}} \left(a_1 \cdot p_1 (N - \bar{n}^*) - C \right)^2 - r_{(C^*)(Z^*)} \cdot \frac{(a_1 \cdot p_1 (N - \bar{n}^2) - C) \cdot (e^{-((N-\bar{n}^*) \cdot a_2 \cdot (p_0^* - p_1) + \bar{n}^* \cdot pr)} - Z)}{\sigma_{C^*} \cdot \sigma_{Z^*}} + \right. \right. \qquad (22)$$

$$\left. \left. + \frac{1}{2\sigma^2_{Z^*}} \left(e^{-((N-\bar{n}^*) \cdot a_2 \cdot (p_0^* - p_1) + \bar{n}^* \cdot pr)} - Z \right)^2 \right) \right] \cdot \exp\left(\left[-\frac{1}{2\sigma^2_{\bar{T}^*}} \left(\frac{\bar{n}^*}{a_1 \cdot p_1 \cdot (N - \bar{n}^*)} - \bar{T}^* \right)^2 \right] \right) \cdot$$

$$\cdot \exp\left(-((N - \bar{n}^*) \cdot a_2 \cdot (p_0^* - p_1) + \bar{n}^* \cdot pr) \right)$$

где p_0^* – искомая оценка параметра трафика.

Отсюда находим частную плотность распределения случайной величины p_0^*:

$$f_r(p_0^*) = \int_0^{1/a_1} \int_{D_{\bar{n}}} g_{совм}(p_0^*, p_1, \bar{n}^*)\, \partial \bar{n}^*\, \partial p_1. \qquad (23)$$

При практической реализации описанного метода, достаточно найти закон распределения, СКО $\sigma_{p_0^*}$ можно использовать на этапе моделирования систем связи для приблизительной оценки точности процедуры идентификации абонентской нагрузки.

Литература

1. Шиманов, С.Н. Устойчивость функционирования запросно-вызывных каналов спутниковой системы связи РВСН: дис. док. техн. наук. / С.Н. Шиманов. – Серпухов, 2002. – 238 с.
2. Бунин С.Г., Войтер А.П. Вычислительные сети с пакетной радиосвязью / С. Г. Бунин, А. П. Войтер. - Киев : Тэхника, 1989. - 220 с. : ил.
3. Устойчивые статические медоты оценки данных /Пер. с англ. Ю. И. Малахова; Под ред. Н. Г. Волкова. – М.: Машиностроение, 1984. – 232 с.
4. Измерительная информация: сколько ее нужно? как ее обрабатывать? Эльясберг П. Е. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1983. – 208 с.
5. Горобец Борис Соломонович Теория вероятностей, математическая статистика и элементы случайных процессов: Упрощенный курс/Предисл. А. А. Рухадзе. Изд. стереотип. – М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2016. – 232 с.
6. Вентцель Е.С. Теория вероятностей: Учеб. для вузов /Е.С. Вентцель. – 8-е изд., стер. – М.: Высш. шк., 2002. – 575 с.: ил.

ESTIMATION OF PROBABILISTIC CHARACTERISTICS OF SUBSCRIBERS' TRAFFIC IN RADIONETWORK WITH RANDOM MULTIPLE ACCESS

Kovalkov D.A., Shimanov S.N., Krikunov A.A.,
Romashov A.U., Karaev D.A.

Branch of the Military Academy of the Rocket Forces of the Strategic Designation named after Peter the Great
(Serpukhov, Moscow Region)

The article deals with the method of support of accuracy of identification of the parameters of subscribers' traffic on base of interval estimations in the radio channel of random multiple access. The set of directly fixed parameters allows to use this method in different protocols of random access.

МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ СОСТАВА СОГЛАСОВАННЫХ ФИЛЬТРОВ ПОДСИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ПРИ ИЗВЕСТНЫХ ПАРАМЕТРАХ КАНАЛА СВЯЗИ И ВЫПОЛНЕНИИ ГАРАНТИРОВАННЫХ ТРЕБОВАНИЙ ПО ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

асп. Мокринский Д.В.

Филиал Военной академии Ракетных войск Стратегического назначения
имени Петра Великого (г. Серпухов Московской области).

Предлагается методика синтеза банка коэффициентов пропорционального коэффициента усиления петлевого фильтра для подсистемы синхронизации на базе контура программно-реализованной системы фазовой автоподстройки частоты первого порядка и адаптивного эквалайзера, функционирующей на основе системы согласованных по частоте блоков цифровых фильтров.

В ходе реализации информационного обмена по телекоммуникационным протоколам [1] в тракте передачи данных декаметровых (ДКМВ) каналов [2] отдельным комплексом задач, являются вопросы непосредственно связанных с физическим уровнем сетевой иерархии. В частности, для соединения типа «точка» - «точка», наиболее остро стоят проблемы, связанные с реализацией функционирования подсистем тактовой и фазовой (частотно-фазовой) синхронизации радиоприемного устройства с требуемыми характеристиками. Общим для большинства технических и инженерных решений фазовой синхронизации является решение частной задачи поиска текущего значения мгновенного ухода частоты [3], для оптимальной настройки параметров подсистемы.

Типовым подходом [4-6] является реализация алгоритма поиска мгновенного ухода частоты на основе теории максимального правдоподобия, а именно с использованием набора блоков согласованных фильтров, каждый из которых согласуется с ожидаемым сигналом с определенным сдвигом частоты несущей. Оценка осуществляется по наибольшему значению выходного сигнала (рисунок 1). При этом, основным требованием к рассматриваемой системе является проектирование набора блока фильтров, охватывающих весь диапазон возможных сдвигов частот, а также блока принятия решений, реализующего реконфигурацию параметров подсистемы синхронизации в зависимости от максимального выхода одного из фильтров.

Существенным преимуществом систем такого типа, является возможность снижения неопределенности по частоте до любого требуемого значения за счет увеличения количества согласованных фильтров. Основной недостаток – это физические ограничения цифровой радиоприемной аппаратуры по снижению неопределенности по частоте до сколь угодно малых значений. Физические ограничения связаны с реализацией подобных систем на цифровых сигнальных процессорах (микропроцессорах), что накладывает ограничение на доступный объем вычислительных ресурсов. В то же время, чем ниже неопределённость по частоте, тем выше требования к характеристикам цифровых фильтров (либо их количеству), что ведет к увеличению вычислительных затрат. Вторым существенным недостатком подобных систем является отсутствие конкретных алгоритмов и методик конфигурирования цифровых фильтров и алгоритма функционирования блока принятия решения, для обеспечения требуемого качества синхронизации. В дальнейшем под качеством синхронизации будем понимать выполнение заданных требований по помехоустойчивости, а именно - вклад ошибки синхронизации в конечную вероятность битовой ошибки (характеристику приема); под настройкой системы блоков цифровых согласованных фильтров будем понимать значения ожидаемого ухода частоты для каждого цифрового фильтра; под конфигурацией блока принятия решений будем понимать алгоритм сопоставления значения частоты ухода, полученного с системы блоков согласованных фильтров, с параметрами петлевого фильтра подсистемы частотно-фазовой синхронизации.

Таким образом актуальной задачей является разработка методики синтеза банка коэффициентов контура синхронизации реализующего перестройку пропорционального коэффициента усиления на основе системы согласованных фильтров, с гарантированным выполнением заданных требований по помехоустойчивости.

Формальная постановка задачи: в качестве модели используется: имитационная модель подсистемы частотно фазовой синхронизации на базе контура программно-реализованной системы фазовой автоподстройки частоты первого порядка и адаптивного эквалайзера [7-9].

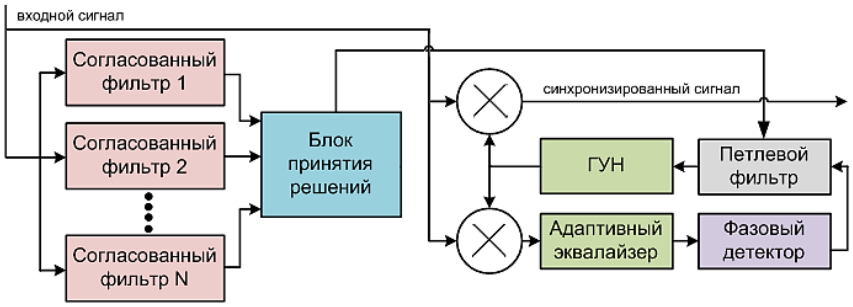


Рисунок 1 - Упрощенная структурная схема подсистемы частотно-фазовой синхронизации реализующего перестройку пропорционального коэффициента усиления на основе системы согласованных фильтров

Исходные данные:

1.Протокол ДКМВ связи HDL: заданные форматы пакетов вида: $Fr = \{ fr_i \}, i = \overline{1, n_{Fr}}$,

2.Подсистема адаптивной фильтрации с параметрами: $F_a (F_{a_type}, F_{a_n}, F_{a_m})$, где F_{a_type} - тип алгоритма адаптивной фильтрации; F_{a_n}, F_{a_m} - определяют порядок адаптивного эквалайзера (АЭ) (количество прямых и обратных ветвей);

3.Подсистема частотно-фазовой синхронизации с параметрами: $F_{PLL} = \{K_d, F_{PLL_Filt}, F_{PLL_NCO}\}$, где K_d - коэффициент усиления фазового детектора; F_{PLL_Filt} - определяет параметры петлевого фильтра: $F_{PLL_Filt} = \{F_{PLL_Filt_order}, G_1, G_2\}$, где $F_{PLL_Filt_order}$ - порядок ПФ; G_1 - пропорциональный коэффициент усиления ПФ; G_2 - интегральный коэффициент усиления ПФ; F_{PLL_NCO} - определяет параметры генератора управляемого напряжением (ГУН): $F_{PLL_NCO} = \{K_{NCO}\}$, где K_{NCO} - коэффициент усиления ГУН;

4.Заданный тип модуляции (манипуляции) сигналов: F_m;

5.Заданный тип канала связи: $F_C = \{F_{C_AWGN}, F_{C_Fad}, F_{C_D}\}$, где F_{C_AWGN} - параметры аддитивной помехи значения отношения сигнал-шум на входе демодулятора); F_{C_Fad} - параметры мультипликативной помехи, определяемые: $F_{C_Fad} = \{F_{C_Fad_type}, I, W_{ci}, T_{ic}\} i = \overline{1, I}$, где $F_{C_Fad_type}$ - тип замираний; I - количество задержанных лучей; W_{ci} - мощность задержанного луча относительно основного; T_{ci} - задержка луча относительно основного; F_{C_D} - параметры доплеровского ухода частоты, определяемые $F_{C_D} = \{\Omega T, \Omega^2 T, f_э\}$, где ΩT - величина скачка частоты; $\Omega^2 T$ - величина скорости ухода частоты; $f_э$ - максимальный уход частоты.

6. Заданные характеристики приемного устройства: частота дискретизации принимаемого сигнала f_D.

7. Требования по помехоустойчивости: $E_b \pm \Delta E_b$ (вероятность битовой ошибки).

Необходимо научно обосновать количество коэффициентов усиления (n) и их значения $(G_{1_1}, G_{1_2} ... G_{1_n})$необходимых для формирования банка коэффициентов контура синхронизации на основе системы согласованных фильтров, а также значения ожидаемого ухода частоты для каждого цифрового фильтра $(f_1, f_2 ... f_n)$, с выполнением заданных требований по помехоустойчивости $(E_b \pm \Delta E_b)$ и величины захвата и удержания $f_э$, с заданным *Fr, Fa, Fm, FC, fD.*

Схема методики, согласно формальной постановке задачи, представлена на рисунке 4. Рассмотрим реализацию методики на конкретном примере.

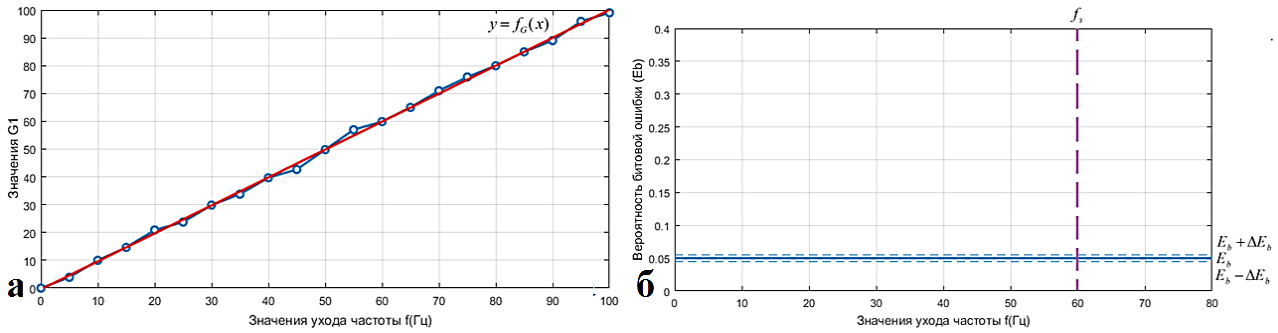


Рисунок 2 - а) зависимость квазиоптимальных значений пропорционального коэффициента усиления от ухода частоты в канале связи (синяя кривая); аппроксимация результатов моделирования – аналитической функцией (красная прямая); б) отображение требований по помехоустойчивости и ухода частоты в канале связи

Ввод исходных данных. $Fr = \{ fr_n, fr_m \}$: $fr_n = 20$ бит; $fr_n = 20$ бит. $F_a(F_{a_type}, F_{a_n}, F_{a_m})$: F_{a_type} - RLS (рекуррентное вычисление весовых коэффициентов по критерию минимума суммы квадратов сигнала ошибки). $F_{a_n} = 20$; $F_{a_m} = 10$. $F_{PLL}(K_d, F_{PLL_Filt}, K_{NCO})$: $K_d = 1$; $F_{PLL_Filt_order} = 1$; $G_1 = \text{var}$ - *регулируемый параметр*; $G_2 = 0$; $K_{NCO} = 1$. F_M - QPSK. $F_C(F_{C_AWGN}, F_{C_Fad}, F_{C_D})$: $F_{C_AWGN} = 10(\partial B)$; F_{C_Fad} – нет помехи. $F_{C_D} = \{\Omega T, \Omega^2 T, f_э\}$: $f_э = 60 Гц$; $0 \le \Omega T \le f_э$; $0(Гц/с) \le \Omega^2 T \le 10(Гц/с)$. $f_D = 9500 Гц$. $E_b \pm \Delta E_b = 0.05 \pm 0.005$.Счетчики: $n = 1; i = 1$.

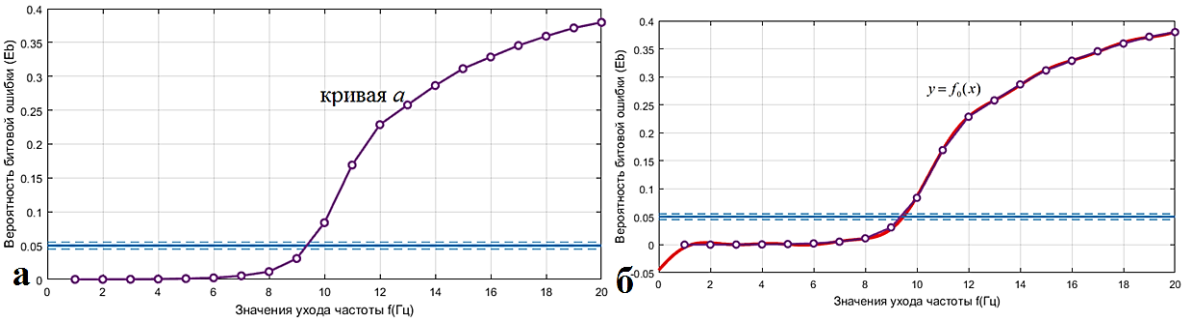


Рисунок 3 - а) характеристика приема для $G_{1_01} = -0.05747$ при различных значениях ухода частоты в канале связи.); б) аппроксимация характеристики приема аналитической функцией

Нахождение зависимости $G_1(f)$ при заданных исходных данных аппроксимация зависимости $G_1(f)$ функцией $y = f_G(x)$: ($f_G(x) = -9.037 \times 10^{-5} x^2 + 1.014x - 0.05747$)а также построение $E_b \pm \Delta E_b$ и $f_э$ показаны на рисунке 2. Расчет характеристики приема для G_{1_01} однозначно определяемым $f_{01} = 0(Гц)$ из п.3. (кривая a_{01}) показан на рисунке 3а, .аппроксимация a_{01} – функцией

$$y = f_{01}(x) = 0.3257\sin \times (0.1464x\text{-}0.6295) + ... + 0.005216 \times \sin(1.778x+0.332) \qquad (1)$$

с требованием $CKO(f_{01}(x)) < \Delta E_b$ показана на рисунке 3б. Выбираем f_{ni} таким образом, что: $f_{01} < f_{ni} < f_э$ - $f_{11} = 20(Гц)$. Расчет характеристики приема для G_{1_ni} однозначно определяемым f_{ni} из п.3. (кривая a_{ni}) и ее аппроксимация – функцией $y = f_{ni}(x)$ показан на рисунке 3.

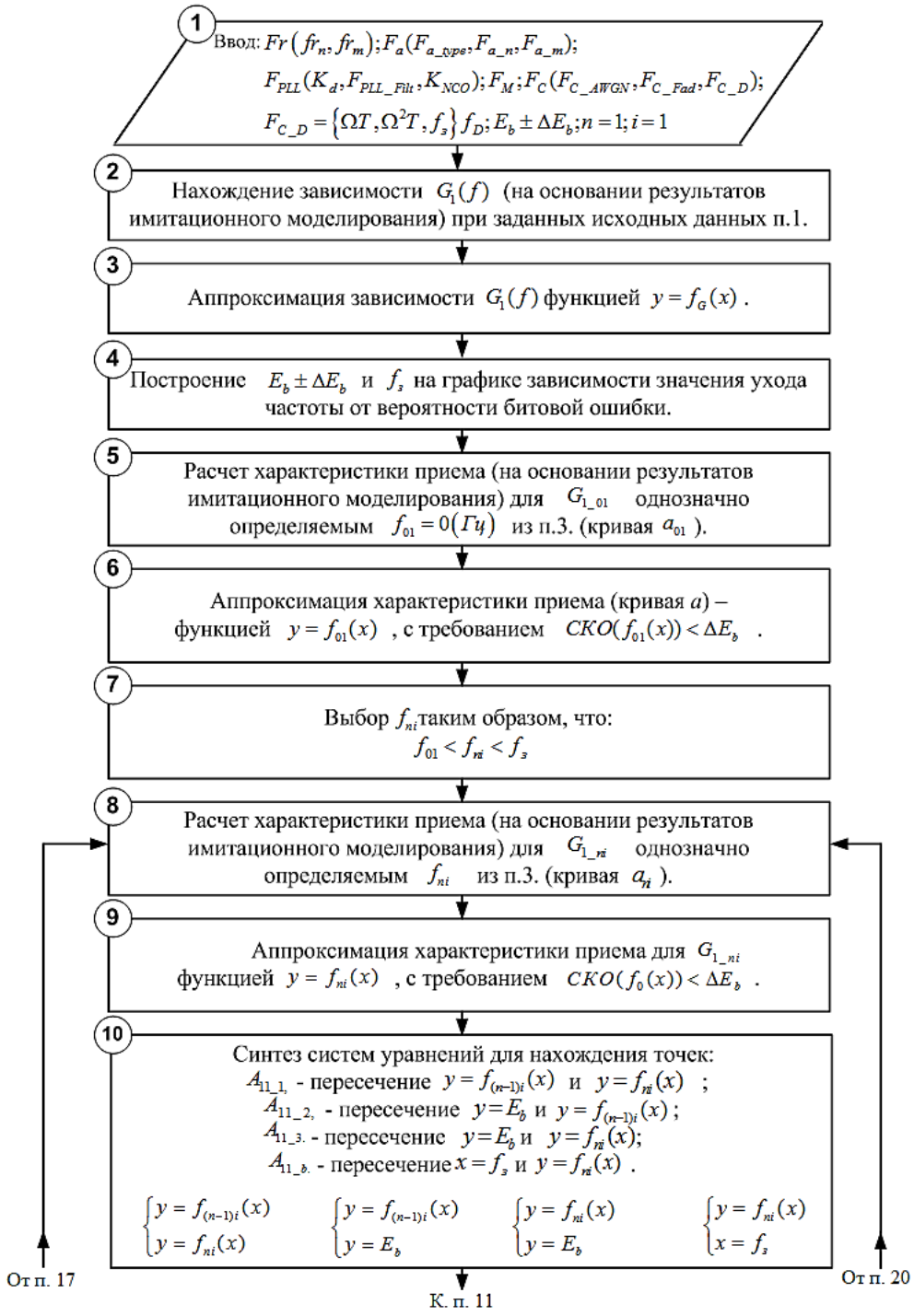


Рисунок 4 - Методика синтеза банка коэффициентов контура синхронизации реализующего перестройку пропорционального коэффициента усиления на основе системы согласованных фильтров с гарантированным выполнением требований по помехоустойчивости

Синтезируем системы уравнений для нахождения точек A_{11_1} - пересечение $y = f_{(n-1)i}(x)$ и $y = f_{ni}(x)$; A_{11_2} - пересечение $y = E_b$ и $y = f_{(n-1)i}(x)$; A_{11_3} - пересечение $y = E_b$ и $y = f_{ni}(x)$; A_{11_b} - пересечение $x = f_з$ и $y = f_{ni}(x)$.

$$\begin{cases} y = f_{(n-1)i}(x) \\ y = f_{ni}(x) \end{cases}; \quad (2)$$

$$\begin{cases} y = f_{(n-1)i}(x) \\ y = E_b \end{cases}; \quad (3)$$

$$\begin{cases} y = f_{ni}(x) \\ y = E_b \end{cases}; \quad (4)$$

$$\begin{cases} y = f_{ni}(x) \\ x = f_з \end{cases}. \quad (5)$$

Системы уравнений (2-5) для данной конфигурации начальных параметров являются нелинейными, используем алгоритм решения основанный на минимизации суммы квадратов компонент функции методами Гаусса-Ньютона и Левенберга-Марквардa [10], получим: $A_{11_1} = (10.1692, 0.0998)$; $A_{11_2} = (9.4767, 0.05)$; $A_{11_3} = (11.2095, 0.05)$; A_{b_11} - нет решений в заданной области. Проверим условия: $E_b - \Delta E_b \le A_{1_ni_y} \le E_b + \Delta E_b$:где $A_{1_ni_y}$ - y составляющая точки A_{1_ni}. $A_{1_11_y} = 0.0998 > 0.055$ - не удовлетворяет заданному условию.

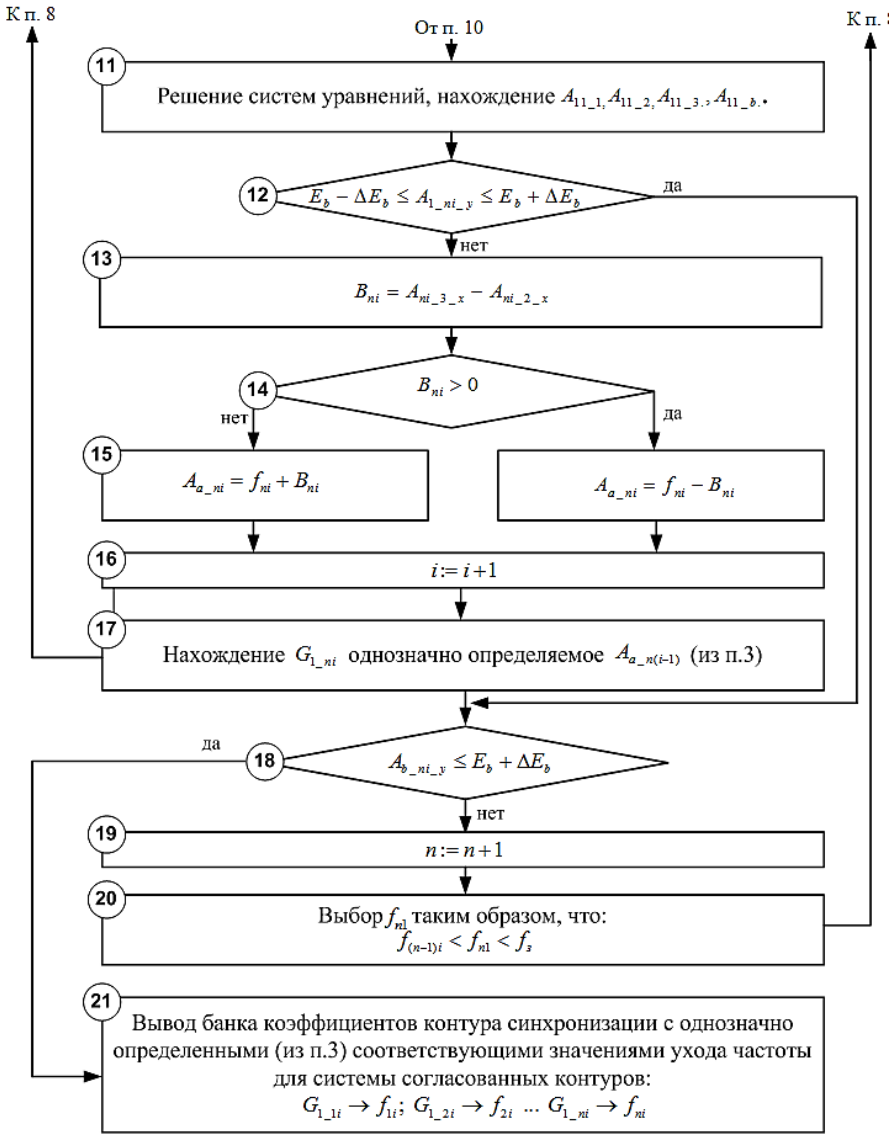


Рисунок 4 - Методика синтеза банка коэффициентов контура синхронизации реализующего перестройку пропорционального коэффициента усиления на основе системы согласованных фильтров с гарантированным выполнением требований по помехоустойчивости *(продолжение)*

Рассчитаем $B_{ni} = A_{ni_3_x} - A_{ni_2_x}$:где $A_{ni_3_x}, A_{ni_2_x}$ - x составляющие точек $A_{ni_3_x}, A_{ni_2_x}$. $B_{11} = 11.2095 - 9.4767 = 1.7328$. Далее проверяем условие: $B_{ni} > 0 : B_{11} = 1.7328 > 0$. Рассчитываем $A_{a_ni} = f_{ni} - B_{ni} : A_{a_ni} = 20 - 1.7328 = 18.2672$. Переходим к следующей итерации цикла методики: $i := i + 1$. Находим G_{1_ni} однозначно определяемое $A_{a_n(i-1)}$ (из п.3): $G_{1_12} = 18.1$. Рассчитываем характеристику приема

для G_{1_ni} однозначно определяемым f_{ni} из п.3. (кривая a_{ni}), аппроксимируем ее функцией $y = f_{ni}(x)$, с требованием $CKO(f_0(x)) < \Delta E_b$ (рисунок 5).

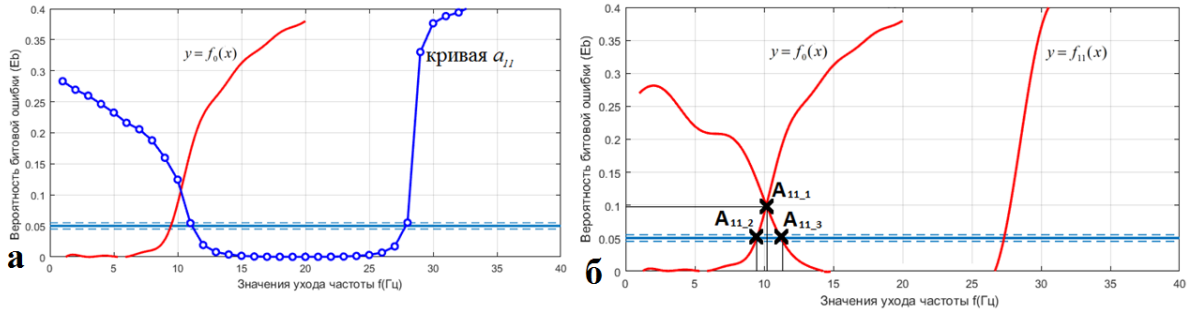


Рисунок 5 - а) характеристика приема для , $G_{1_11} = 20.19$ при различных значениях ухода частоты в канале связи (кривая a_{11}.); б) аппроксимация характеристики G_{1_11} приема аналитической функцией $y = f_{11}(x)$, нахождение $A_{11_1}, A_{11_2}, A_{11_3}$

Синтезируем и решаем системы уравнений, проверяем условия: $E_b - \Delta E_b \le A_{1_ni_y} \le E_b + \Delta E_b$ где $A_{1_ni_y}$ - y составляющая точки A_{1_ni}: $A_{1_12_y} = 0.054$ - удовлетворяет условию. Проверяем условия $A_{b_ni_y} \le E_b + \Delta E_b$:где $A_{b_ni_y}$ - y составляющая точки A_{b_ni} - $A_{b_12_y} = 1.458$ не удовлетворяет условию. Переходим к следующей итерации $n := n+1$. Синтез коэффициентов $G_{1_2i}, G_{1_3i}, G_{1_4i}$ по аналогии с G_{1_12}, согласно методике, (рисунок 6).Получаем выходные данные:

$$G_{1_1i} \to f_{1i};\ G_{1_2i} \to f_{2i}\ \ldots\ G_{1_ni} \to f_{ni} \tag{6}$$

$$n = 4$$

$$G_{1_0} = 1 \to f_0 = 0(Гц);$$

$$G_{1_12} = 18.1. \to f_1 = 18.262(Гц);\quad G_{1_22} = 33.49 \to f_2 = 34.05(Гц); \tag{7}$$

$$G_{1_32} = 46.69 \to f_3 = 47.12(Гц);\quad G_{1_42} = 56.98 \to f_4 = 57.36(Гц).$$

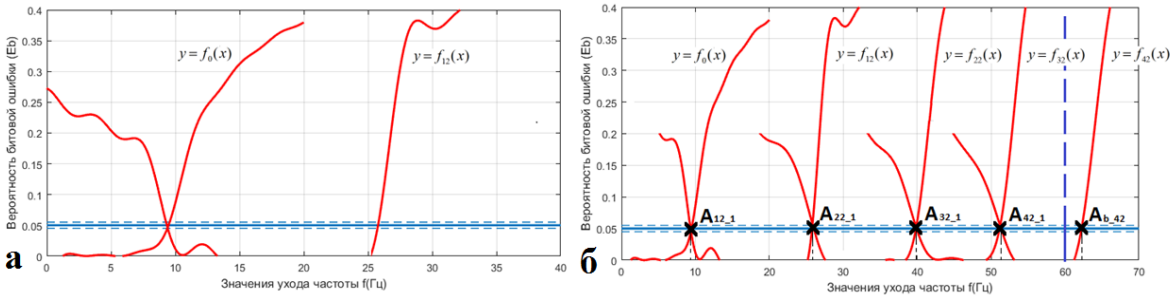


Рисунок 6 - а) аппроксимация характеристики G_{1_12} приема аналитической функцией $y = f_{12}(x)$, нахождение $A_{12_1}, A_{12_2}, A_{12_3.}$; б) аппроксимация характеристик приема при $G_{1_1i} \ldots G_{1_4i}$ функциями $f_{1i} \ldots G_{4i}$

Предложенная методика синтеза банка коэффициентов имеет следующие основные особенности:

1) Выполняются заданные требования по помехоустойчивости $(E_b \pm \Delta E_b)$ при любых воздействиях $\Omega T, \Omega^2 T$ (с учетом физических ограничений $\Omega^2 T$ и $f_з$), при этом вариант при котором реализуется наихудшая характеристика приема(с вероятностью битовой ошибки - $(E_b \pm \Delta E_b)$), соответствует случаям, когда в канале связи образуется стационарный скачек частоты равный $A_{1i_1_x}, A_{2i_1_x} \ldots A_{ni_1_x}$ $(Гц)$.

2) Для каждой конфигурации входных параметров Fr, F_a, Fm, F_C, f_D. реализуется уникальные значения $n, G_{1_1i} \to f_{1i};\ G_{1_2i} \to f_{2i}\ \ldots\ G_{1_ni} \to f_{ni}$.

Модель имеет следующие допущения:

Допущение 1. Система функционирует при идеальной начальной синхронизации.

В следствие допущения 1 – не учитываются вклад в качество детектирования ошибок временной (тактовой) синхронизации, сетевой синхронизации, а также вероятности пропуска пакета.

Допущение 2. На приемной и передающей стороне генераторы обучающих последовательностей адаптивного эквалайзера идеально синхронизированы во времени.

Литература

1. Моделирование процесса информационного обмена по телекоммуникационным протоколам / Тоискин В.Е; Цимбал В.А., Черкасов В.В. // В сборнике: Современные технологии: актуальные вопросы, достижения и инновации. Сборник статей XII Международной научно-практической конференции. В 2-х частях. Под общей редакцией Г.Ю. Гуляева. 2017. С. 73-82.
2. Моделирование процесса информационного обмена в тракте передачи данных из совокупности параллельных декаметровых каналов / Цимбал В.А., Лягин М.А., Хоптар В.В., Сорокин О.И. // В сборнике: Технологии информационного общества. X Международная отраслевая научно-техническая конференция: сборник трудов. 2016. С. 79.
3. Проксис Дж. Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
4. Галкин В. А. Цифровая мобильная связь: Учебное пособие для вузов. - М:.Горячая линия -Телеком, 2012. - 592 с.
5. Скляр Б. Цифровая связь: Теоретические основы и практическое применение. Второе издание, исправленное. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
6. Stephens R. Phase-Locked Loops for Wireless Communications. Digital, Analog, and Optical Implementations. Second Edition. New York: Kluwer Academic Publishers, 2002. 434 p.
7. Исследование системы частотно-фазовой синхронизации на базе адаптивного RLS эквалайзера и программно-реализованного контура ФАПЧ при наличии стационарного частотного сдвига в канале связи / С. Н. Шиманов, Д. В. Мокринский, С. А. Бекренев // Международная конференция «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (REDS-2019); Сб. докладов / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон, и связи им. А.С. Попова. – М.: ООО «БРИС-М», 2019. – С. 206–210.
8. Варианты реализации схем частотно-фазовой синхронизации в условиях многолучевого распространения сигнала. / В. А. Цимбал, Д. В. Мокринский, А. А. Парфентьев //Труды XXV международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» / ФГБОУ «Воронежский государственный университет», АО «Концерн «Созвездие» - Воронеж, 2019 – Т. 2 – С. 212-218.
9. Модель подсистемы частотно-фазовой синхронизации на основе контура цифровой фазовой автоподстройки частоты и адаптивного эквалайзера / Цимбал В. А., Мокринский Д. В., Штефан В.И./ Теория и техника радиосвязи. 2019. № 4. С. 108-115.
10. Кетков Ю.Л., Кетков А.Ю., Шульц М.М. MatLab 6.x. программирование численных методов. СПб.: БХВ-Петербург, 2004. 672 с.

METHOD FOR OPTIMIZING THE COMPOSITION OF AGREEMENTED PHASE SYNCHRONIZATION FILTERS WITH KNOWN COMMUNICATION CHANNEL PARAMETERS AND FULFILLMENT OF GUARANTEED INTERFERENCE REQUIREMENTS

Mokrinskiy D. V.

Branch of the Military Academy of the Rocket Forces of the Strategic Designation named after Peter the Great (Serpukhov, Moscow Region)

A technique is proposed for synthesizing a bank of proportional gain coefficients of a loop filter for a synchronization subsystem based on the circuit of a software-implemented first-order phase-locked loop system and an adaptive equalizer that operates on the basis of a system of frequency-matched digital filter blocks.

АНАЛИЗ ПРИЧИН ВОЗНИКНОВЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ ПРИ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫМИ ЗАМИРАНИЯМИ И МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИЕЙ

проф. Пашинцев В. П.[1], Песков М. В.[1], Андреев В.Н.[2]

[1]Северо-Кавказский федеральный университет,
[2]Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого

Проведен анализ взаимного влияния энергетических потерь при обработке сигналов с частотно-селективными замираниями и межсимвольной интерференцией. Показано, что известные выражения для оценки отношения сигнал/шум на выходе схемы некогерентной обработки сигналов с частотно-селективными замираниями и межсимвольной интерференцией могут быть скорректированы с целью раздельного учета вклада данных явлений, имеющий разный физический смысл. Получено выражение для оценки энергетических потерь при некогерентной обработке сигналов с межсимвольной интерференцией.

Известно [1-3], что рост флуктуаций электронной концентрации в мелкомасштабных неоднородностях ионосферы приводит к сужению ее полосы когерентности ($F_к$), что при использовании в системах спутниковой связи (ССС) высокой скорости передачи (R_T) простых сигналов может приводить к возникновению частотно-селективных замираний (ЧСЗ) и межсимвольной интерференции (МСИ).

Согласно [1, 2] возникновение ЧСЗ и МСИ проявляется при некогерентной обработке принимаемых сигналов в виде энергетических потерь, которые оцениваются коэффициентами $\eta_ч = \psi\left(F_0/F_к\right)$ и $\eta_м = \psi\left(1/T_s F_к\right) = \psi\left(F_0/F_к\right)$ соответственно, зависящими от отношения ширины спектра ($F_0 = 1/T_s$) передаваемых сигналов (с длительностью T_s) к ширине полосы когерентности ионосферы ($F_к$). В [1, 2] указанные коэффициенты $\eta_ч$ и $\eta_м$ названы коэффициентами энергетических потерь при некогерентной обработке сигналов с ЧСЗ и МСИ соответственно. Уменьшение энергетического отношения сигнал/шум ($W = \psi\left(\overline{h^2}, \eta_ч, \eta_м\right) \le \overline{h^2}$) на выходе схемы обработки принимаемых сигналов из-за ЧСЗ и МСИ эквивалентно уменьшению среднего отношения сигнал/шум на входе приемника ($\overline{h^2}$), что приводит к значительному снижению помехоустойчивости ССС [1, 3].

Целью доклада является анализ общих закономерностей возникновения энергетических потерь при обработке сигналов ССС в условиях одновременного возникновения ЧСЗ и МСИ при изменении отношения ширины спектра передаваемых сигналов к ширине полосы когерентности ионосферы ($F_0/F_к$).

Известны [1-3] аналитические выражения для оценки коэффициентов энергетических потерь, возникающих при некогерентной обработке простых (с базой $B_s = T_s F_0 = 1$) сигналов с ЧСЗ и МСИ:

$$\eta_ч = \operatorname{erf}\left(\frac{\pi F_к}{F_0}\right)\left[1 + \frac{1}{2\pi^2}\left(\frac{F_0}{F_к}\right)^2\right] - \frac{1}{\pi\sqrt{\pi}}\left(\frac{F_0}{F_к}\right)\left\{2 - \exp\left[-\pi^2\left(\frac{F_к}{F_0}\right)^2\right]\right\} \le 1; \quad (1)$$

$$\eta_м = \frac{1}{2\pi^2}\left(\frac{F_0}{F_к}\right)^2 \operatorname{erf}\left(\frac{\pi F_к}{F_0}\right) - \frac{1}{\pi\sqrt{\pi}}\left(\frac{F_0}{F_к}\right)\exp\left[-\left(\frac{\pi F_к}{F_0}\right)^2\right] \ge 0, \quad (2)$$

где $\operatorname{erf}(x) = (2/\sqrt{\pi})\int_0^x \exp\left(-y^2\right)dy$ – интеграл вероятностей.

На рисунке 1 приведены графики зависимости коэффициентов энергетических потерь при обработке простых сигналов с ЧСЗ ($\eta_ч$, сплошная линия) и МСИ ($\eta_м$, сплошная линия) от отношения $F_0/F_к$ ширины

спектра (F_0) передаваемых сигналов к ширине полосы когерентности ионосферы ($F_к$), построенные на основе выражений (1) и (2).

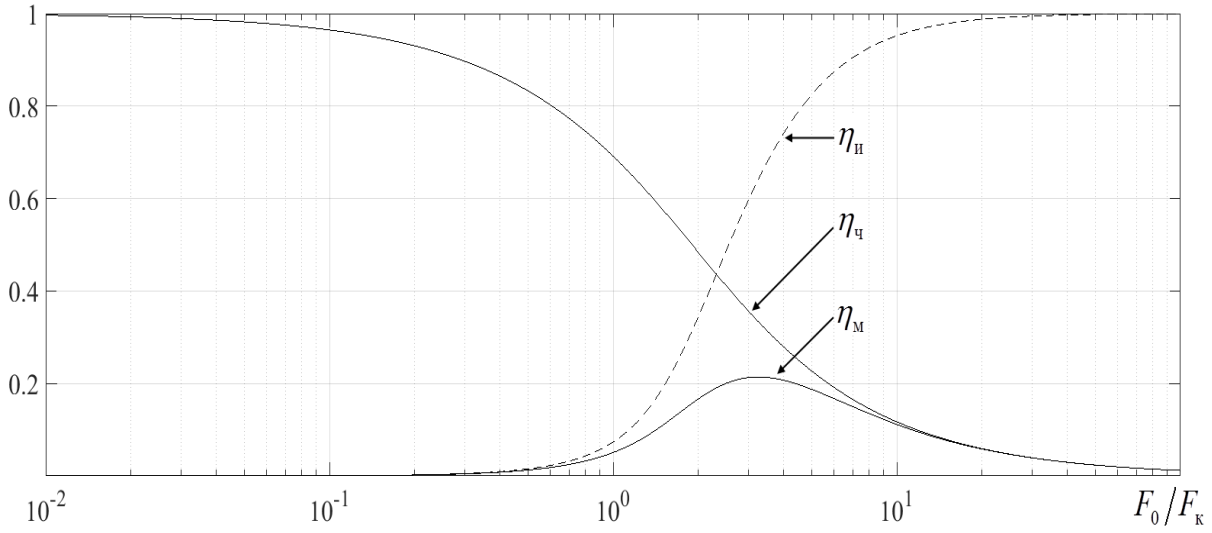


Рисунок 1 – Коэффициенты энергетических потерь при обработке сигналов с частотно-селективными замираниями и межсимвольной интерференцией

Качественный анализ рисунка 1 позволяет сделать следующие выводы:

1) сужение полосы когерентности ионосферы $F_к$ (увеличение отношения $F_0/F_к$) приводит к уменьшению значения коэффициента энергетических потерь $\eta_ч$ при обработке сигналов с ЧСЗ от $\eta_ч = 1$ (отсутствие ЧСЗ) до $\eta_ч = 0$ (сильные ЧСЗ).

2) ожидаемого увеличения коэффициента энергетических потерь $\eta_м$ при обработке сигналов с МСИ от $\eta_м = 0$ (отсутствие МСИ) до $\eta_м = 1$ не происходит: значение коэффициента $\eta_м$ достигает максимума $\eta_м \approx 2,23$ при $F_0/F_к \approx 3,3$ и затем убывает до $\eta_м = 0$, сливаясь с кривой $\eta_ч$.

Физический смысл наблюдаемого на рисунке 1 изгиба графика зависимости коэффициента $\eta_м$ от отношения $F_0/F_к$ можно объяснить при анализе известных [1] выражений, описывающих отношение сигнал/шум (W_{a1c}) на выходе некогерентной схемы обработки сигналов при приеме последовательности сигналов $a1c$ (где $a,c = 1$ или 0), например 110:

$$W_{110} = \frac{\overline{h^2}\eta_ч - \overline{h^2}\eta_м}{1 + \overline{h^2}\eta_м}, \qquad (3)$$

где $\eta_ч$ и $\eta_м$ определяются соответственно выражениями (1) и (2).

Поскольку ЧСЗ сопровождаются искажением формы огибающей принимаемых сигналов энергетические потери, характеризующиеся коэффициентом $\eta_ч$, возникают из-за рассогласования формы принимаемого и опорного сигналов. А энергетические потери из-за МСИ, характеризующиеся коэффициентом $\eta_м$, обусловлены наложением на анализируемый сигнал (на интервале $2T_s$) соседних принимаемых сигналов, претерпевших вследствие многолучевого распространения увеличение длительности ($T_s' > T_s$) [1, 2]. При этом в момент анализа принимаемого сигнала, соответствующего символу «1», соседние принимаемые сигналы (соответствующие символам «1» и «0») на интервале $2T_s$ рассматриваются в качестве шума.

Анализ выражения (3), определяющего эквивалентное отношение сигнал/шум, позволяет сделать вывод о том, что параметры анализируемого сигнала (соответствующий символу «1») описываются числителем, а параметры шума – знаменателем. Стоит отметить, что соседний (предшествующий) принимаемый сигнал, соответствующий символу «1», не оказывает никакого влияния на анализируемый (также соответствующий символу «1»).

При использовании описанной в [1] простейшей схемы обработки сигналов на основе согласованных фильтров первое слагаемое числителя ($\overline{h^2}\eta_ч$) описывает параметры сигнала в канале приема

соответствующего символу «1» сигнала, а второе слагаемое ($\overline{h^2}\eta_{\text{м}}$) – параметры сигнала в канале приема соответствующего символу «0» сигнала. Предполагается, что оба последовательно принимаемых сигнала одинаково искажаются вследствие ЧСЗ, тогда второе слагаемое числителя можно записать в виде

$$\overline{h^2}\eta_{\text{м}} = \overline{h^2}\eta_{\text{ч}}\eta_{\text{и}}. \qquad (4)$$

Здесь $\eta_{\text{ч}}$ характеризует потери при обработке сигнала, соответствующего символу «0», из-за ЧСЗ, а $\eta_{\text{и}}$ – степень его наложения на анализируемый сигнал при возникновении МСИ. С учетом (4) выражение (3) можно записать в виде

$$W_{110} = \frac{\overline{h^2}\eta_{\text{ч}} - \overline{h^2}\eta_{\text{ч}}\eta_{\text{и}}}{1+\overline{h^2}\eta_{\text{ч}}\eta_{\text{и}}}, \qquad (5)$$

определяющего выходное отношение сигнал/шум при приеме соответствующего символу «1» сигнала с учетом одновременного влияния ЧСЗ и МСИ.

Таким образом, вместо полученного в [1, 2] коэффициента энергетических потерь $\eta_{\text{м}}$ корректнее использовать произведение

$$\eta_{\text{м}} = \eta_{\text{ч}}\eta_{\text{и}} \qquad (6)$$

коэффициентов $\eta_{\text{ч}}$ и $\eta_{\text{и}}$, характеризующих потери при обработке сигналов в условиях одновременного возникновения ЧСЗ и МСИ. С учетом (6) на основе выражений (1) и (2) можно эвристически получить выражение

$$\eta_{\text{и}} = \frac{\eta_{\text{м}}}{\eta_{\text{ч}}} = \left\{ \operatorname{erf}\left(\frac{\pi F_{\text{к}}}{F_0}\right)\left[1+\frac{1}{2\pi^2}\left(\frac{F_0}{F_{\text{к}}}\right)^2\right] - \frac{2}{\pi\sqrt{\pi}}\left(\frac{F_0}{F_{\text{к}}}\right) + \frac{1}{\pi\sqrt{\pi}}\left(\frac{F_0}{F_{\text{к}}}\right)\exp\left[-\pi^2\left(\frac{F_{\text{к}}}{F_0}\right)^2\right]\right\} \times$$
$$\times\left\{\frac{1}{2\pi^2}\left(\frac{F_0}{F_{\text{к}}}\right)^2 \operatorname{erf}\left(\frac{\pi F_{\text{к}}}{F_0}\right) - \frac{1}{\pi\sqrt{\pi}}\left(\frac{F_0}{F_{\text{к}}}\right)\exp\left[-\left(\frac{\pi F_{\text{к}}}{F_0}\right)^2\right]\right\}^{-1} \geq 0 \qquad (7)$$

для оценки коэффициента $\eta_{\text{и}}$ энергетических потерь при некогерентной обработке сигналов с МСИ, возникающих за счет наложения (интерференции) соседних принимаемых сигналов на анализируемый. График зависимости коэффициента $\eta_{\text{и}}$ от отношения $F_0/F_{\text{к}}$ ширины спектра (F_0) передаваемых сигналов к ширине полосы когерентности ионосферы ($F_{\text{к}}$), построенный на основе выражения (7) приведен на рисунке 1 (пунктирная линия).

Следует заметить, что в дальнейшем необходимо найти решение задачи не эвристического, а аналитического обоснования выражения (7) для оценки энергетических потерь при некогерентной обработке сигналов с МСИ.

Анализ рисунка 1 показывает, что с увеличением отношения $F_0/F_{\text{к}}$ возрастает степень ЧСЗ ($\eta_{\text{ч}} \to 0$) и МСИ ($\eta_{\text{и}} \to 1$), однако при достижении $F_0/F_{\text{к}} \approx 3{,}3$ энергетические потери при обработке как анализируемого, так и соседних сигналов из-за ЧСЗ становятся настолько большими, что влияние наложения (интерференции) символов становится незначительным и результирующие потери определяются в основном потерями из-за ЧСЗ ($\eta_{\text{ч}}\eta_{\text{и}} = \eta_{\text{м}} \approx \eta_{\text{ч}}$).

Таким образом, качественный анализ приведенных на рисунке 1 графиков и выражения (5) позволяет сделать вывод о том, что использовать коэффициент $\eta_{\text{м}}$ для оценки энергетических потерь при некогерентной обработке сигналов с МСИ (в соответствии с его названием в [1, 2]) некорректно, поскольку он одновременно учитывает влияние МСИ и ЧСЗ, имеющие разный физический смысл. Для разделения их влияния целесообразно использовать произведение (6) коэффициентов $\eta_{\text{ч}}$ и $\eta_{\text{и}}$, характеризующих энергетические потери из-за ЧСЗ и МСИ соответственно.

Литература

1. Маслов О.Н., Пашинцев В.П. Модели трансионосферных радиоканалов и помехоустойчивость систем космической связи. Приложение к журналу Инфокоммуникационные технологии. Выпуск 4. -Самара: ПГАТИ, 2006. -357 с.
2. Пашинцев В. П., Тишкин С. А., Солчатов М. Э. Влияние частотно-селективных замираний и межсимвольной интерференции на помехоустойчивость высокоскоростных систем космической связи // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. -2001. - № 9.- С. 49 – 60.
3. Пашинцев В.П., Солчатов М.Э., Гахов Р.П. Влияние ионосферы на характеристики космических систем передачи информации: монография.- М.: Физматлит, 2006. -184 с.
4. Pashintsev V,P., Peskov M.V., Kalmykov I.A., Zhuk A.P., Senokosov M. A. Method for the evaluation of ionospheric diffractive and dispersive properties impact on the interference immunity of satellite communication systems // International Journal of Civil Engineering and Technology (IJCIET).- Volume 9, Issue 13.- December 2018.- PP. 44–61.

ANALYSIS OF THE CAUSES OF ENERGY LOSSES WHEN PROCESSING SIGNALS WITH FREQUENCY-SELECTIVE FADING AND INTERSYMBOL INTERFERENCE

prof. Pashintsev V. P.[1], rev. Peskov M. V.[1]

[1]North Caucasus Federal University, Stavropol, Russia

The analysis of the mutual influence of energy losses in signal processing with frequency-selective fading and intersymbol interference is carried out. It is shown that the known expressions for estimating the signal-to-noise ratio at the output of the incoherent signal processing scheme with frequency-selective fading and intersymbol interference can be adjusted to separately account for the contribution of these phenomena that have different physical meanings. The resulting expression for the estimation of power losses in non-coherent processing of signals with intersymbol interference.

———————— ◆ ————————

СИНТЕЗ ПЕРЕХОДНЫХ ВЕРОЯТНОСТЕЙ ПОГЛОЩАЮЩЕЙ КОНЕЧНОЙ МАРКОВСКОЙ ЦЕПИ ОПИСЫВАЮЩЕЙ ПРОЦЕСС РАБОТЫ ПРОТОКОЛА УПРАВЛЕНИЯ ТРАФИКОМ СТАНДАРТА MIL-STD-188-141B, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ ЗАДАННЫЕ ТРЕБОВАНИЯ ПО ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ

д.т.н., доц. Попов М.Ю.,к.т.н., доц. Чайков С.С., Калач П.К., Черкасов В.В.

Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого в г. Серпухове

В статье представлен порядок формирования оптимизационной задачи по определению вероятностей доведения протокольного пакета данных и соответствующей квитанции, обеспечивающих заданные требования по оперативности работы протокола управления трафиком стандарта MIL-STD-188-141b.

Протокол управления трафиком (ТМ) используется в стандарт MIL-STD-188-141B для координации обмена трафиком в установленных соединениях с использованием 3G-ALE протокола. Протокол ТМ необходим для выбора высокоскоростного (HDL) либо низкоскоростного (LDL) протокола передачи данных с установлением их регулируемых параметров (количество пакетов данных (numPkt)) для HD или объем пакета данных (pktL), для LDL). Доставка данных (DATA) от передающей станции к приемной по заранее

установленному КВ соединению типа «точка-точка» с подтверждением приема осуществляется с использованием 48-битного пакета BW1 [1]. На рисунке 1 показана структура такого пакета.

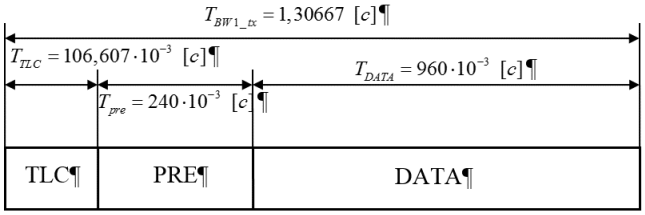


Рисунок 1. Структура BW1 пакета

Для формализации рассматриваемого процесса в работе введены следующие обозначения, представленные в таблице 1.

Процесс передачи протокольных данных по ТМ представлен в [1]. Передающая станция передает блоки *TM_REQ*, содержащие пакет протокольных данных, а приемная станция передает блоки *TM_CONF*, содержащие подтверждение (квитанция) получения пакета протокольных данных. Времена передачи данных блоков (PDU) точно заданы [1]. Конец передачи протокольных данных по ТМ достигнут тогда, когда передающая станция начала передачу протокольных блоков данных (*xDL_DATA*) с установленными регулируемыми параметрами выбранного протокола передачи данных (количество пакетов данных (numPkt)), если выбран высокоскоростной (HDL) или объем пакета данных (pktL), если выбран низкоскоростной протокол передачи данных) [1].

Наиболее приемлемым научно-методическим аппаратом нахождения требуемых характеристик процесса координации обмена трафиком (передачи данных по ТМ) является аппарат поглощающих конечных марковских цепей (ПКМЦ) [2-10]. Это обусловлено тем, что: - процесс информационного обмена между передающей и приемной станциями вследствие наличия помех является случайным; - количество состояний процесса конечно; - в процессе обязательно имеется поглощающее состояние – состояние доведения пакета данных; - время данного процесса – дискретно, так как изменение его состояний происходит только в определенные временные интервалы, установленные протоколом.

Таблица 1.

Обозначения

Обозначение	Физический смысл обозначения
TM	- протокол управления трафиком
HDL	- высокоскоростной протокол передачи данных
LDL	- низкоскоростной протокол передачи данных
PDU	- блок данных
BW1	- сигнально-кодовая конструкция, переносящая данные (DATA) - пакет
TLC	- защитный интервал
pre	- преамбула
DATA	- данные
T_{tune}	- временной диапазон перехода на заданный параметр протокола ТМ
T_{sug}	- временной диапазон на неопределенность в установлении соединения
T_{prop}	- максимальная задержка распространения
T_{BW1}	- продолжительность передачи BW1
$T_{BW1proc}$	- время обработки BW1
T_{BW1enc}	- время кодировки BW1
TM_REQ	- протокольный блок данных (TM_REQUEST), посылаемый для запроса на установление между станциями (указанными в адресе получателя

	протокольного блока данных) соединения, участвующими в информационном обмене (для доставки данных (трафика)) - запрос
TM_CONF	- протокольный блок данных, посылаемый, в ответ на полученный протокольный блок данных TM_REQUEST, для подтверждения готовности отправителя участвовать в информационном обмене - квитанция
ВВХ	- вероятностно-временная характеристика
ГСП	- граф состояний и переходов
КВ	- короткие волны
МПВ	- матрица переходных вероятностей
МШП	- матрица шагов переходов
ПВ	- переходная вероятность
ПКМЦ	- поглощающая конечная марковская цепь
ШП	- шаг перехода
УКЧ	- уравнение Колмогорова - Чепмена

Разработка математической модели. На рисунке 2 представлен граф состояний и переходов (ГСП) ПКМЦ описывающий процесс обмена пакетов по протоколу TM.

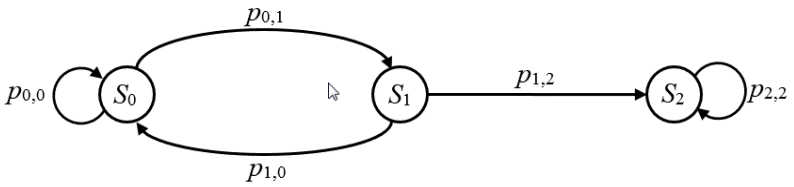


Рисунок 2. ГСП ПКМЦ процесса обмена пакетов по протоколу TM

Состояния ПКМЦ таковы:

S_0 – передача протокольного блока данных *TM_REQ* передающей стороной приемной стороне;

S_1 – передача протокольного блока данных *TM_CONF* приемной стороной передающей стороне;

S_2 – протокольный блок данных *TM_CONF* доведен от приемной стороны до передающей стороны – поглощающие состояние ПКМЦ.

Матрица переходных вероятностей (МПВ) ПКМЦ имеет вид:

$$P_{[3,3]} = \begin{pmatrix} p_{0,0} & p_{0,1} & 0 \\ p_{1,0} & 0 & p_{1,2} \\ 0 & 0 & p_{2,2} \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Переходные вероятности (ПВ) таковы:

$p_{0,0}$ – вероятность недоведения протокольного блока данных *TM_REQ* передающей стороной приемной стороне;

$p_{0,1}$ – вероятность доведения протокольного блока данных *TM_REQ* передающей стороной приемной стороне;

$p_{1,0}$ – вероятность недоведения протокольного блока данных *TM_CONF* приемной стороной передающей стороне;

$p_{1,2}$ – вероятность доведения протокольного блока данных *TM_CONF* приемной стороной передающей стороне;

$p_{2,2}$ – вероятность перехода из состояния S_2 в состояние S_2 (поглощающее состояние).

Так как МПВ является стохастической, приведем ее к виду:

$$P_{[3,3]} = \begin{pmatrix} 1-p_{0,1} & p_{0,1} & 0 \\ 1-p_{1,2} & 0 & p_{1,2} \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Процесс имеет различные времена переходов из состояния в состояния ПКМЦ, следовательно существует матрица шагов переходов (МШП) [7,10], которая имеет вид:

$$T_{[3,3]} = \begin{pmatrix} \tau_{0,0} & \tau_{0,1} & 0 \\ \tau_{1,0} & 0 & \tau_{1,2} \\ 0 & 0 & \tau_{2,2} \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где $\{\tau_{i,j}\}$ соответствующие шаги переходов (ШП), которые, по сути являются временными характеристиками перехода из одного состояния в другое и определены стандартом; они имеют следующие значения:

$\tau_{0,0} = T_{tune} + 2T_{sug} + T_{prop} + T_{BW1} + T_{BW1proc} = 2.293$ [с] – время, отведенное для повторного доведения протокольного блока данных TM_REQ передающей стороной приемной стороне;

$\tau_{0,1} = T_{tune} + 2T_{sug} + T_{prop} + T_{BW1} + T_{BW1proc} = 2.293$ [с] – время, отведенное для доведения протокольного блока данных TM_REQ передающей стороной приемной стороне;

$\tau_{1,0} = T_{BW1enc} + 2T_{prop} + T_{BW1} + 2T_{BW1proc} = 1.8$ [с] – время ожидания получения протокольного блока данных TM_REQ передающей стороной приемной стороне;

$\tau_{1,2} = T_{BW1enc} + T_{prop} + T_{BW1} + T_{BW1proc} = 1.587$ [с] – время, отведенное для доведения протокольного блока данных TM_CONF приемной стороной передающей стороне.

Таким образом, определены численно все ШП данной ПКМЦ.

Определим вероятностно-временные характеристики (ВВХ) [7-10] процесса выбора протокола передачи данных с конкретными регулируемыми параметрами для осуществления информационного обмена между участниками информационного обмена (т.е. вероятность доведения протокольного блока данных). ВВХ в интерпретации представленной цепи описывают изменения вероятности достижения состояния S_2 цепи в динамике времени [9,11]. Динамика вероятности состояния S_2 ПКМЦ от шагов процесса (i) определим с помощью уравнения Колмогорова - Чепмена (УКЧ) так [3-10]:

$$P_{S_2}^{(i)} = \begin{pmatrix} 1-p_{01} & p_{01} & 0 \\ 1-p_{12} & 0 & p_{12} \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^i_{0,2}, \quad (4)$$

где i – шаги процесса;

$(\ )_{0,2}$ - выбор третьего элемента первой строки МПВ.

Так как вероятностные переходы цепи характеризуются различными временами, то определим ВВХ в динамике времени, для этого воспользуемся разработанным методом среднего шага перехода [7,10]. Для этого необходимо вначале определить интервал времени, соответствующий каждой вероятности $P_{S_2}^{(i)}$, при этом, данные интервалы можно найти так [7,10]:

$$T^{(i)} = \begin{pmatrix} 1-p_{01} & p_{01} & 0 \\ 1-p_{12} & 0 & p_{12} \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^i_0 \cdot \begin{pmatrix} (1-p_{01})\cdot\tau_{01} + p_{01}\cdot\tau_{01} \\ (1-p_{12})\cdot\tau_{10} + p_{12}\cdot\tau_{12} \\ 1\cdot\tau_{33} \end{pmatrix}, \quad (5)$$

где $(\ )^i_0$ - операция выделения первой строки МПВ в i степени.

Тогда каждой вероятности $P_{S_2}^{(i)}$ будет соответствовать следующее значение времени [7,10]:

$$T^{(i)}_{(дов)} = T^{(i-1)} + T^{(i)}, \quad (6)$$

где $i = \left[\overline{1, \max i}\right]$ - шаги процесса; $T^{(0)} = 0$ - значение времени на нулевом шаге процесса ($i = 0$). Таким образом, сочетание $P_{S_2}^{(i)}$ и соответствующих $T^{(i)}_{(дов)}$ при $i = \left[\overline{1, \max i}\right]$ описывают искомые ВВХ.

Теперь сформируем задачу синтеза – определим значения переходных вероятностей $p_{0,1}$ (вероятность доведения протокольного блока данных *TM_REQ* передающей стороной приемной стороне) и $p_{1,2}$ (вероятность доведения протокольного блока данных *TM_CONF* приемной стороной передающей стороне), исходя из следующих требований $P_{S_2}^{(i)} = 0.999$ и $T^{(i)}_{(дов)} \le 5$ [с]. Тогда формальная постановка задачи имеет вид:

$$\text{Найти:} \quad \left(p^*_{0,1}; p^*_{1,2}\right) \to \min : (T^{(i)}_{(дов)}(p^*_{0,1}, p^*_{1,2}) \le 5\,[c]) \wedge (P_{S_2}{}^{(i)}(p^*_{0,1}, p^*_{1,2}) = 0.999) \quad (7)$$

$$при: \; p_{0,1} \in [0.5; 0.999], \; p_{1,2} \in [0.5; 0.999].$$

Для решения данной задачи необходимо решить следующую систему:

$$\begin{cases} P_{S_2}{}^{(i)}(p^*_{0,1}, p^*_{1,2}) = 0.999 \\ T^{(i)}_{(дов)}(p^*_{0,1}, p^*_{1,2}) \le 5 \\ 0,5 \le p_{0,1} \le 0,999 \\ 0,5 \le p_{1,2} \le 0 \\ p^*_{0,1} \to \min \\ p^*_{1,2} \to \min \end{cases} \quad (8)$$

Для определения значений данных переходных вероятностей был использован метод полного перебора [11] и задача была решена в программной среде для решения задач Mathcad [12]. В результате получено следующие: $p_{0,1} = 0.83$; $p_{1,2} = 0.89$; среднее количество шагов пребывания в S_2 – 7; время перехода в S_2 – 4,784 [с]. Данные ПВ обеспечивают заявленные требованиям по оперативности к работе ТМ протокола.

На рисунке 3 представлен порядок формирования оптимизационной задачи по определению вероятностей доведения протокольного пакета данных и соответствующей квитанции, обеспечивающих приведенные требования по оперативности работы ТМ протокола.

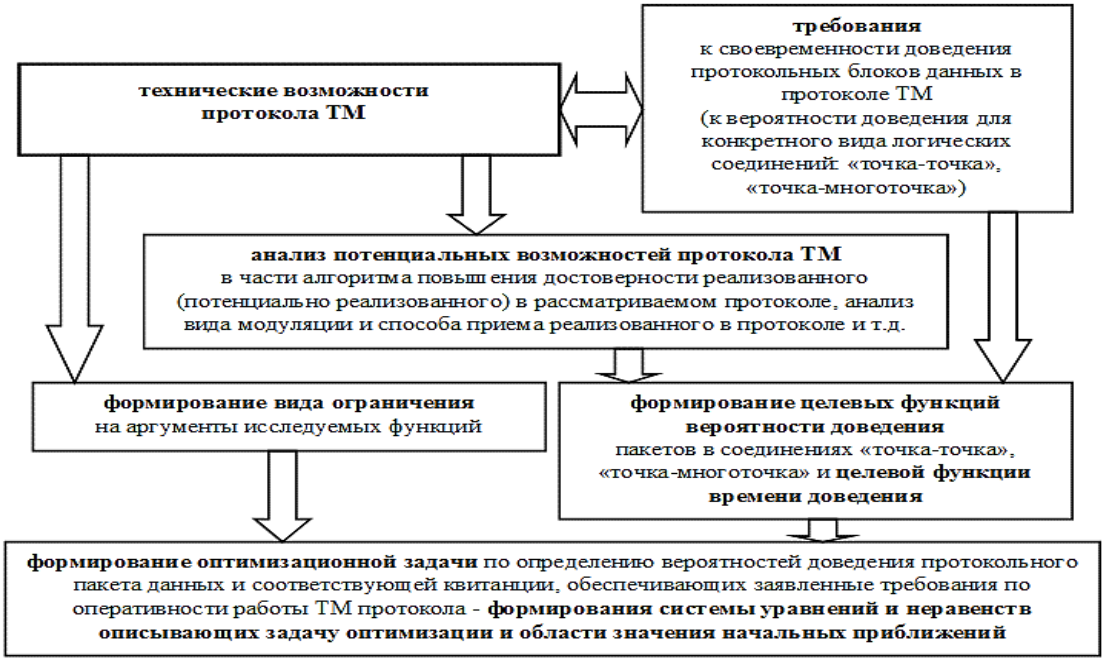


Рисунок 3. Порядок формирования оптимизационной задачи

Заключение. Таким образом, был проведен анализ вероятностных характеристик доведения протокольных блоков данных протокола управления трафиком с учётом временных требований доведения, предъявляемых стандартом (задача анализа). Также осуществлено формирование оптимизационной задачи по определению вероятностей доведения протокольного пакета данных и соответствующей квитанции, обеспечивающих приведенные требования по оперативности работы ТМ протокола (задача синтеза).

Литература

1. Стандарт MIL-STD-188-141B. Приложение С. Кемени Дж., Снелл Дж. Кибернетическое моделирование. Некоторое приложение. Нью-Йорк, 1963-1970. Пер. с англ. Б.Г. Миркина. Под ред. И.Б. Гутчина. М., Изд-во «Советское радио», 1972, 192 стр.
2. Романовский В.И. Дискретные цепи Маркова. Государственное издательство технико-теоретической литературы. – М.: 1949 г. – 436 с.

3. Численный анализ характеристик неоднородных конечных марковских цепей при разных шагах переходов [Текст] / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, И. А. Якимова // Материалы Междун. науч.-техн. конф. «Информационные технологии в управлении» (ИТУ 2014) / – Санкт-Петербург, 2014. – С. 738–742.
4. Математическое моделирование процесса доведения сообщения в радиосети без обратной связи с повторениями и накоплением информации [Текст] / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, М. Ю. Дробышев // Информационные технологии в проектировании и производстве: науч.–техн. жур. – Москва, 2010. № 3– С. 78–83.
5. Методика определения оптимального значения регулируемого параметра низкоскоростного протокола передачи данных стандарта MIL-STD-188-141B в двухточечном пакетном коротковолновом соединении [Текст] : / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, С. Г. Кабанович, П. К. Калач, Д. А. Токарев // Техника радиосвязи.2019. Вып.3 (42). С.69-85. DOI 10.33286/2075-8693-2019-42-69-85.
6. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. Учебное пособие.- М.: наука. Гл. ред.физ.-мат. лит., 1987. - 600 с.
7. Кирьянов Д.В. Руководство по Mathcad 14. - СПб.: БВХ-Петербург.

SYNTHESIS OF TRANSITIVE PROBABILITIES OF ABSORBING FINAL MARKOVSKY CHAINS OF WORK OF THE REPORT OF THE TRAFFIC CONTROL OF STANDARD MIL-STD-188-141B DESCRIBING PROCESS, PROVIDING THE SET REQUIREMENTS UNDER IS LIKELIHOOD-TIME CHARACTERISTICS

Popov M.U., Chaikov S.S.,
Kalach P.K., Cherkasov V.V.

Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great
(c. Serpukhov)

In article the order of formation of an optimising problem by definition of probabilities of finishing of a legal package of data and the corresponding receipt, providing the set requirements on efficiency of work of the report of a traffic control of standard MIL-STD-188-141b is presented.

СЕКЦИЯ № 2. ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ.

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ОБРАБОТКИ ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛОВ ФИЛЬТРАМИ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ, АППРОКСИМИРОВАННЫМИ ПОЛИНОМАМИ НЬЮТОНА И БАТТЕРВОРТА

асп. Алтай Е.А.

Национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики

В статье рассматривается задача фильтрации электрокардиосигналов (ЭКС) при наличии низкочастотной помехи. Для фильтрации осуществлена настройка параметров фильтра высоких частот, аппроксимированных полиномами Ньютона и Баттерворта для расчета их передаточной функции. Проведен сравнительный анализ точности обработки ЭКС для выделения параметров сигнала из аддитивной смеси низкочастотных помех. Эффективность анализируемых фильтров оценивается на основе количественных результатов. Полученные результаты анализа выявили высокую эффективность разработанного метода обработки ЭКС на основе фильтра высоких частот Ньютона.

Введение. При решении задачи обработки электрокардиографической информации на сегодняшний день актуальным является развитие существующих методов и алгоритмов фильтрации электрокардиосигналов (ЭКС). Это обусловлено тем, что во время записи ЭКС возникают высокочастотные и низкочастотные помехи, которые относятся к основным факторам, снижающим точность анализа обработки [1-10]. Более подробный анализ помех с учетом их спектрально-статистических характеристик, длительности и особенностей возникновения представлен в работе [11]. Однако при разработке методов обработки ЭКС для уменьшения влияние конкретного вида помехи имеется необходимость отдельного их анализа. Поэтому в рамках данного доклада будет рассматриваться разработка метода обработки на основе высокочастотной фильтрации ЭКС для уменьшения низкочастотной помехи.

Низкочастотная помеха дрейфа изолиний ЭКС возникает при плохом соприкосновении контактных токопроводящих веществ электрода между биообъектом и электрода - при дыхании, движении человека и т.д. [11]. В научной литературе для устранения данной помехи в основном используются фильтры, аппроксимированные с помощью полиномов. Актуальность использования полиномиальных фильтров заключается в том, что они во многом позволяют настраивать свои параметры к параметрам обрабатываемой электрокардиографической информации для выделения информативных составляющих ЭКС из смеси помех для оценки их параметров.

Для фильтрации низкочастотного дрейфа ЭКС наиболее часто используются полиномы Баттерворта, а другие полиномы, например, Чебышева (I,II), Бесселя, Кауэра, применяются реже. В работах [3,7-10] экспериментальными результатами было доказано и установлено, что полиномы Чебышева (I,II), Бесселя, Кауэра для фильтрации данной помехи, в частности и для фильтрации других типов помех ЭКС, менее эффективные. Это связано с невысокими значениями точности получаемых результатов обработки ЭКС, которую можно связать с выработкой наибольших значений собственной ошибки фильтров исходя из их частотных характеристик. Вместе с тем фильтры на основе полинома Баттерворта характеризуются равномерностью и гладкостью частотной характеристики относительно перечисленных видов фильтров. Полиномы Баттерворта являются общепринятым видом размещения в круговую структуру корней передаточной функции [12,13]. Однако данными свойствами также обладают полиномы Ньютона [12,13].

Выбор полинома Ньютона для аппроксимации фильтра высоких частот основан на том, что в современной теории фильтрации ЭКС, в частотности при обработке электрокардиографической информации, применение данного полинома является менее освещенным. Полиномы Ньютона являются элементами теории автоматического управления, которые в настоящее время применимы для синтеза регуляторов и наблюдателей в виду того, что демонстрируют результаты наилучшего качества [13].

Полиномы Ньютона в отличие от полиномов Баттерворта не имеют перерегулирование в переходных характеристиках систем [12,13]. Данную особенность необходимо учитывать при обработке сложно структурированных импульсных сигналов, что и привлекает применение полиномов Ньютона для решения задачи фильтрации низкочастотного дрейфа при обработке ЭКС.

В статье представлены результаты повышения точности обработки ЭКС в задаче фильтрации низкочастотного дрейфа на основе полинома Ньютона. Формулируется постановка задача фильтрации при наличиях натурных измерений ЭКС дрейфом изолиний. Рассматривается алгоритм высокочастотной

фильтрации на основе полинома Ньютона и сравнивается его эффективность хорошо зарекомендовавшим себя фильтром высоких частот Баттерворта, достигаемая при обработке ЭКС и выделении дрейфовой составляющей сигнала.

Постановка задачи исследования. Сформулируем задачу обработки ЭКС для высокочастотной фильтрации низкочастотного дрейфа изолиний. Решаемая задача обработки сигнала в первую очередь связана с выделением информативных компонент $S(t)$ из аддитивной смеси ЭКС и низкочастотного дрейфа $n(t)$, что трактуется в виде (1). Ставится задача выделения информативного сигнала $S(t)$ путем высокочастотной фильтрации анализируемого сигнала $x(t)$, регистрируемого в дискретные моменты времени $t=t_1\ldots,t_n$, от искажающего низкочастотного дрейфа $n(t)$.

$$x(t)=S(t)+n(t) \tag{1}$$

где $S(t)$ – ЭКС, $n(t)$ низкочастотный дрейф.

Настройка фильтра. Для настройки параметров фильтра высоких частот (ФВЧ) выбирается частота среза, равная 1 Гц, согласно [14]. Целесообразность выбора данной частоты заключается в том, что на частоте 1 Гц методом частотной селекции экспериментально установлено максимальное уменьшение низкочастотного дрейфа при минимальных искажениях параметров ЭКС, поэтому эта частота обоснована для фильтрации. Кроме того, выбирается частота дискретизации $f_Д$=250 Гц [15]. Выбор данной частоты дискретизации обусловлен тем, что именно эта частота предназначена для обработки ЭКС для повышения точности измерения параметров сигнала [15] и обосновывается выбором настройки параметров фильтра высоких частот. С помощью выбранных значений частот в нормированном диапазоне рассчитана передаточная функция ФВЧ для полиномов Ньютона и Баттерворта, учитывая (2) [16]. Для синтеза фильтров высоких частот выбраны полиномы Ньютона и Баттерворта второго порядка [12]. Полиномы второго порядков выбраны для упрощения расчетов при синтезе фильтров и избегания от искажений параметров ЭКС наводимых фильтрами высоких порядков [14]. Синтезированные фильтры высоких частот на основе полиномов Ньютона и Баттерворта являются фильтрами с бесконечно импульсной характеристикой.

Рассчитанные передаточные функции непрерывного фильтра высоких частот и его билинейное z-преобразование представлены в таблице 1.

$$\left.\begin{aligned}\omega_C &= \left(\frac{f_C}{f_Д}\right)\cdot 2\pi,\\ \Omega_C &= \left(\frac{2}{T}\right)tg\left(\frac{\omega_C}{2}\right)\end{aligned}\right\} \tag{2}$$

Таблица 1

Полином фильтра	Передаточная функция фильтра в непрерывной области	Передаточная функция фильтра в дискретной области
Ньютона $A(s)=s^2+2\Omega_C s+\Omega_C^2$	$W(s)=\frac{s^2}{s^2+0.0502426\ s+0.00063108}$	$W(z)=\frac{0.975\,z^2-1.951\,z+0.9753}{z^2-1.95\,z+0.951}$
Баттерворта $A(s)=s^2+1.414\Omega_C s+\Omega_C^2$	$W(s)=\frac{s^2}{s^2+0.035521s+0.00063108}$	$W(z)=\frac{0.9824\,z^2-1.965\,z+0.9824}{z^2-1.964\,z+0.9651}$

Результаты. В качестве примера на рисунках 1(а) проиллюстрированы результаты обработки фильтром Ньютона, фильтром Баттерворта 1(б). Для выделения низкочастотной дрейфовой составляющей $n(t)$ из наблюдаемой реализации $x(t)$ и отфильтрованной морфологии сигнала $S(t)$ использован метод вычитания, результат которого показан на рисунке 1(в). Кроме того, для повышения достоверности получаемых результатов обработки и выделения низкочастотного дрейфа использован метод, основанный на инверсной фильтрации для коррекции фазовых искажений, вносимых фильтром. Суть данного метода заключается в том, что ЭКС фильтруется одним и тем же фильтром сначала в прямом, а затем в обратном направлении. При этом возникающие фазовые искажения взаимно компенсируются, и в результате фазовый сдвиг будет равен нулю для всей частотной составляющей ЭКС. Отметим, что применение метода инверсной фильтрации вполне оправдано для фильтрации записи ЭКС, где обработка осуществляется в режиме офлайн.

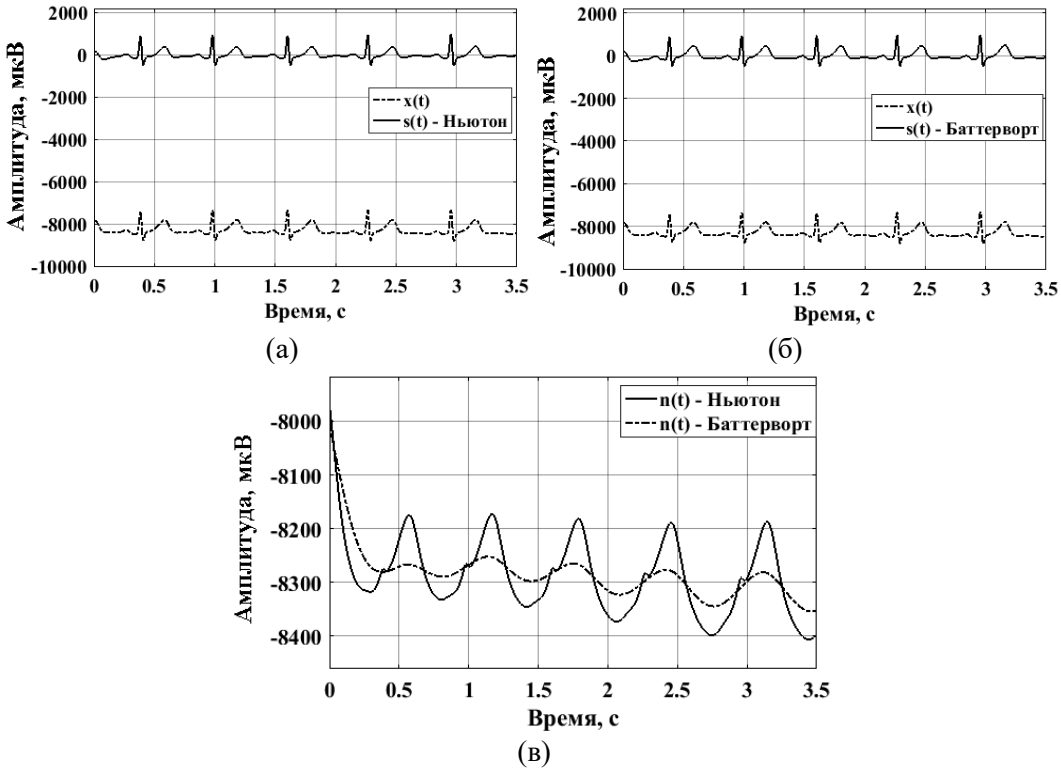


Рисунок 1. Результаты полиномиальной фильтрации низкочастотной помехи

Анализ эффективности и точности фильтрации низкочастотного дрейфа оценивается на основе количественных результатов. Для этой оценки вычисляются значения экспериментального среднеквадратического отклонения (СКО) измерений при фильтрации и коэффициент ослабления помехи согласно [17]. Результаты вычисления представлены в таблице 2.

Таблица 2

Количественный показатель	Полиномиальный ФВЧ	Результаты
СКО сигнала до фильтрации, мкВ	-	414,7557
СКО сигнала после фильтрации, мкВ	Ньютона	226,9625
	Баттерворта	253,5250
СКО выделенного дрейфа, мкВ	Ньютона	328,1333
	Баттерворта	321,4906
Коэффициент ослабления помехи, дБ	Ньютона	-31,8662
	Баттерворта	-30,9048

Анализ полученных результатов позволяет выдвинуть утверждение о том, что синтезированные фильтры высоких частот Ньютона и Баттерворта, настроенные на частоту среза 1 Гц, позволяют отфильтровать низкочастотную помеху при минимальных искажениях информативных участков (рисунки 1а и 1б) и тем самым выделить низкочастотный дрейф ЭКС (рисунок 1в). Вместе с тем, анализ количественных результатов показывает, что ФВЧ на основе полинома Ньютона в наименьшей степени отклоняет результаты фильтрации (СКО 226,9625мкВ), максимально выделяет низкочастотный дрейф (СКО 328,1333мкВ) и ослабляет помехи (-31,8662дБ) при сравнении с фильтром Баттерворта, что подтверждает эффективность применения полинома Ньютона для обработки ЭКС. Важно отметить, что отрицательное значение коэффициента ослабления помехи обусловлено наименьшим значением амплитуды отфильтрованного ЭКС по отношению к зашумленному (входному) сигналу, поэтому данный показатель выражается отрицательным числом. Чем меньше значения данного показателя, тем лучше фильтр ослабляет помеху.

Практическая значимость полученных результатов обработки электрокардиосигналов заключается в том, что они могут быть использованы для фильтрации низкочастотной дрейфовой составляющей при обработке записей ЭКС.

Заключение. В статье сформулирована задача фильтрации низкочастотного дрейфа для обработки ЭКС. Установлено, что фильтр высоких частот Баттерворта в наивысшей степени отклоняет результаты

фильтрации сигнала, в наименьшей степени выделяет низкочастотный дрейф при низком ослаблении помехи. Показано, что обработка с помощью полинома Ньютона в значительной степени позволяет повысить точность фильтрации при минимальных искажениях информативных параметров ЭКС и выделении низкочастотного дрейфа.

Литература

1. Tompkins W. J. Biomedical digital signal processing. New Jersey: Upper Saddle River, 2000.
2. Зайченко К. В., Жаринов О.О., Кулин А.Н., Кулыгина Л.А., Орлов А.П. Съем и обработка биоэлектрических сигналов. СПб: РИО ГУАП, 2001. 140 с.
3. R. M. Rangayyan, Biomedical signal analysis. Wiley & Sons, NY: 2002.
4. R. Gupta, M. Mitra, J. Bera, ECG acquisition and automated remote processing. Springer, India: 2014, p.131.
5. Бодин О.Н., Кривоногов Л.Ю. Помехоустойчивая обработка электрокардиосигналов в системах неинвазивной кардиодиагностики. Алматы: LEM, 2016. 216с.
6. Немирко А.П., Манило Л.А., Калиниченков А.Н. Математический анализ биомедицинских сигналов и данных. М.: Физматлит, 2017. 242 с.
7. Авдеева Д. К., Казаков В.Ю., Наталинова Н.М., Иванов М.Л. Результаты моделирования воздействия фильтра высокой частоты и фильтра низкой частоты на качество регистрации микропотенциалов на электрокардиограмме // Интернет-журнал Науковедение. 2013. Т.19, №. 6. С. 1-15.
8. Fedotov A. A. Selection of Parameters of Bandpass Filtering of the ECG Signal for Heart Rhythm Monitoring Systems // Biomedical Engineering. 2016. Vol. 50, № 2. P. 114-118.
9. Fedotov A. A., Akulova A. S. A QRS-complex detector of the electrocardiogram signal for the long-term monitoring of the patient’s condition //Journal of Communications Technology and Electronics. 2017. Vol. 62, №. 4. P. 415-420.
10. Fedotov A. A., Akulova A. S., Akulov S. A. Analysis of the parameters of frequency filtering of an electrocardiograph signal //Measurement Techniques. 2015. Vol. 57, №. 11. P. 1320-1325.
11. Altay Y. A., Kremlev A. S. Analysis and systematization of noise arising by long-term recording of ECG signal //2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering. 2018. P. 1053-1057.
12. Мирошник И.В. Теория автоматического управления. Линейные системы. СПб.: Питер, 2005. 337 с.
13. Быстров С.В., Вундер Н.А., Ушаков А.В. Решение проблемы сигнальной неопределенности при аналитическом конструировании последовательного компенсатора в задаче управления пьезоприводом // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2016. Т. 16, № 3. С. 451–459.
14. Алтай Е.А., Кремлев А.С., Зименко К.А., Маргун А.А. Влияние параметров фильтра на точность измерения электрокардиографического сигнала // Медицинская техника. Т. 315, №3. 2019. С.19-22.
15. Калиниченко А. Н., Юрьева О. Д. Влияние частоты дискретизации ЭКГ на точность вычисления спектральных параметров вариабельности сердечного ритма // Информационно-управляющие системы. 2008. Т. 33, №. 2.С. 46-49.
16. Paarman L.D. Design and analysis of analog filters: a signal processing perspective. New-York: Kluwer academic publishers, 2003.
17. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. Перевод под редакцией Бритова А.А. М.: Бином, 2006. 655 с.

COMPARATIVE EVALUATION OF ECG SIGNAL PROCESSING ACCURACY OF HIGH-FREQUENCY FILTERS APPROXIMATED BY NEWTON AND BUTTERWORTH POLYNOMIALS

PhD stud. Altay Y.A.

National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics

This article discusses the problem of ECG signal filtering in the presence of low-frequency noise. For filtering, tuning was realized for the high-pass filter approximated by Newton and Butterworth polynomials to calculate their transfer function. A comparative analysis of the accuracy of ECG signal processing is carried out to extract signal parameters from an additive mixture of low-frequency noise. The effectiveness of the analyzed filters is evaluated based on quantitative results. The results of the analysis revealed the high efficiency of the developed method for ECG signal processing based on the Newton high-pass filter.

_____ ◆ _____

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ НАБОРА ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ БИОМЕДИЦИНСКИХ ДАННЫХ

доц. Туровский Я.А.[1,2], доц. Борзунов С.В.[2], доц. Вахтин А.А.[2]

[1]Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова Российской академии наук
[2]Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Воронежский государственный университет»

Проблема надежного распознавания паттернов электроэнцефалограмм (ЭЭГ) по-прежнему является актуальной задачей цифровой обработки биомедицинских сигналов, имеющей широчайшую область применения от клинических до фундаментальных исследований. Особенности функционирования мозга, порождающие ЭЭГ, обеспечивают «вариабельность» наблюдаемых паттернов, что делает выбор сигналов-эталонов в виде гармонических функций с определенными параметрами (в первую очередь, фиксированной частотой) не удовлетворяющей современным требованиям, предъявляемым к надежности, скорости и эффективности распознавания поступающих для анализа сигналах данных. В работе представлен метод формирования набора частотно-модулированных сигналов, которые могут служить простыми моделями паттернов, наблюдающихся в биомедицинских задачах. В отличие от известной теории чирплетов, метод ориентирован в первую очередь на сигналы, представленные в цифровой форме. Полученные результаты позволяют повысить эффективность известных методов адаптивного обратного вейвлет-преобразования за счет индивидуальных частотно-временных особенностей сигнала.

Проблема надежного распознавания паттернов электроэнцефалограмм (ЭЭГ) по-прежнему является актуальной задачей цифровой обработки биомедицинских сигналов имеющей широчайшую область применения от клинических до фундаментальных исследований. Особенности функционирования мозга, порождающие ЭЭГ, обеспечивают «вариабельность» наблюдаемых паттернов, что делает выбор сигналов-эталонов в виде гармонических функций с определенными параметрами (в первую очередь, фиксированной частотой) не удовлетворяющей современным требованиям, предъявляемым к надежности, скорости и эффективности распознавания поступающих для анализа сигналах данных. Согласно одному из направлений исследований в этой области ведется поиск и оценка феноменов мозговой активности, в первую очередь ЭЭГ-активности, которые могут служить входными сигналами в системы интерфейсов человек-компьютер [1, 2], что делает актуальной алгоритмы индивидуальной «адаптации» детекции тех или иных паттернов. Выбор сигналов-эталонов в виде гармонических функций с определенными параметрами (в первую очередь, фиксированной частотой) не удовлетворяет современным требованиям, предъявляемым к надежности, скорости и эффективности распознавания сложных паттернов в поступающих для анализа сигналах. В работе [3] реализован алгоритм изменения частотных характеристик сигнала с сохранением отношения значений выраженных частот. Однако, из данных когнитивных нейронаук известно, что в ряде случаев возможна частотная модуляция сигналов ЭЭГ в зависимости от состояния человека [4]. Следовательно, необходимо разработать алгоритмы именно частотной модуляции на основе численных методов.

В работе представлен метод формирования набора частотно-модулированных сигналов, которые могут служить простыми моделями паттернов, наблюдающихся в биомедицинских задачах. В отличие от известной теории чирплетов (см. например, [5,6]), метод ориентирован в первую очередь на сигналы, представленные в цифровой форме.

Рассмотрим вещественный сигнал $f(i)$, содержащий N отсчетов, $i = 0, 1,\ldots, N-1$. Для непрерывного преобразования Фурье этого сигнала выполняется свойство масштабирования по временной оси:

$$F[s(at)] = \frac{1}{|a|} S\left(\frac{f}{a}\right) \forall a \neq 0,$$

где $S(f) = F[s(t)]$ – Фурье-образ сигнала $s(t)$, f – частота, a – параметр масштабирования. После обратного преобразования Фурье путем добавления в упорядоченный набор отчетов дополнительных точек нулевыми ординатами сформируем новый сигнал $g(i)$, продленный по сравнению с исходным в a раз: $g(j)$, $j = 0,1,\ldots, aN-1$. Обратное преобразование Фурье приводит к масштабированному во времени сигналу:

$$s(at) = F^{-1}\left(\frac{1}{|a|} S\left(\frac{f}{a}\right)\right).$$

Отображение, описывающее частотную модуляцию сигнала, представляется функцией вида

$$j = i + bi^2,$$

где b – коэффициент, отражающий степень нелинейности отображения по сравнению с тождественным преобразованием. Кроме того, граничные точки должны сохранять свое положение:

$$j(0) = 0,$$

$$j(N-1) = aN - 1.$$

Указанные граничные условия позволяют выразить неопределенный коэффициент a через параметры задачи:

$$j(N-1) = aN - 1 \Rightarrow N - 1 + b(N-1)^2 = aN - 1 \Rightarrow b = (a-1)\frac{N}{(N-1)}.$$

Таким образом, получаем отображение, осуществляющее частотную модуляцию:

$$j = i + \frac{(a-1)N}{(N-1)^2} i^2.$$

Обратным по отношению к данному отображению выступает

$$i(j) = \left\lfloor \frac{(N-1)}{2(a-1)N}\left[\sqrt{(N-1)^2 + 4(a-1)Nj} - (N-1)\right]\right\rfloor$$

где через $\lfloor x \rfloor$ обозначено ближайшее к x целое число. Следовательно, j-й отчет продленного сигнала будем считать i-м отчетом ответа — частотно модулированного исходного цифрового сигнала, заданного упорядоченным набором из N отчетов.

Результаты применения модели к монохроматическому сигналу и к сигналу ЭЭГ представлены на рисунках 1-2.

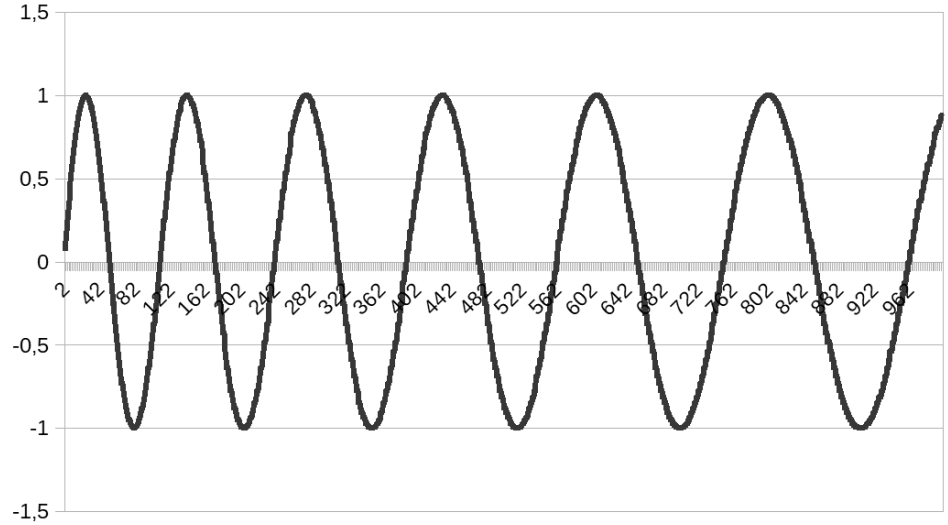


Рисунок 1. Результат применения частотной модуляции к гармоническому сигналу с постоянной частотой. По оси абсцисс отложены номера отсчетов, по оси ординат – амплитуда сигнала.

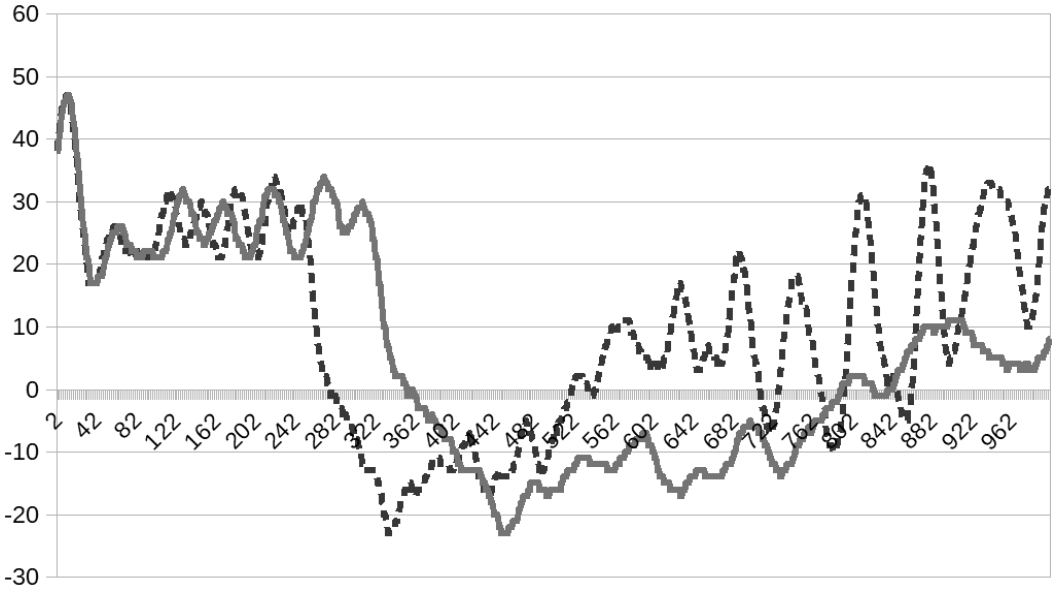


Рисунок 2. Результат применения частотной модуляции к сигналу ЭЭГ. По оси абсцисс отложены номера отсчетов, по оси ординат – амплитуда сигнала. Исходный сигнал изображен сплошной линией, модулированный — пунктиром.

Заключение

В работе представлен метод формирования набора частотно-модулированных сигналов, которые могут служить простыми моделями паттернов, наблюдающихся в биомедицинских задачах. В отличие от известной теории чирплетов, метод ориентирован в первую очередь на сигналы, представленные в цифровой форме. Полученные результаты позволяют повысить эффективность известных методов адаптивного обратного вейвлет-преобразования за счет индивидуальных частотно-временных особенностей сигнала.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ, проект №19-29-01156-мк

Литература

1. Zhang Y., Xu P., Cheng K., Yao D. Multivariate synchronization index for frequency recognition of SSVEP-based brain–computer interface. *Journal of Neuroscience Methods,* **221**, 2014, 32–40.
2. Yue K., Wang D. EEG-based 3D visual fatigue evaluation using CNN. *Electronics,* **8** (11), 2019, 1208.
3. Туровский Я.А., Вахтин А.А., Суровцев А.С., Борзунов С.В., Алексеев А.В. Алгоритмы генерации масштабируемых во времени сигналов в задачах обработки медицинских данных. *Цифровая обработка сигналов и ее применение*: Доклады XX Международной конференции DSPA-2018, 28-30 марта 2018. – Москва: Московское НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2018. – Т. 1 (XX-1). – С. 238-241.
4. Туровский Я.А., Суровцев А.С., Борзунов С.В., Зайцев С.А., Коновской А.С. Моделирование формирования устойчивых зрительных вызванных потенциалов при различных частотах фотостимуляции. *Биофизика*. – Москва, 2019. – Т. 64, № 2. – С. 350-357.
5. Mann S., Haykin S. The Chirplet transform: A generalization of Gabor's logon transform", *Proc. Vision Interface,* 1991, 205–212.
6. Mihovilovic D., Bracewell R.N. Adaptive chirplet representation of signals in the time–frequency plane. *Electronics Letters,* **27** (13), 1159–1161.

METHOD FOR FORMING A FREQUENCY-MODULATED SIGNALS SET IN BIOMEDICAL DATA PROCESSING PROBLEMS

Turovsky Y.A.[1], Borzunov S.V.[2], Vakhtin A.A.[2]

[1]V. A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences
117997, Russian Federation, Moscow, Profsoyuznaya str., 65
[2]Voronezh State University, 394018, Russian Federation, Voronezh, Universitetskaya Square, 1

The problem of reliable detection of patterns of electroencephalograms (EEG) is still an urgent task of digital processing of biomedical signals, which has a wide range of applications from clinical to basic research. The features of the functioning of the brain that generate EEGs provide the “variability” of the observed patterns, which makes the choice of reference signals in the form of harmonic functions with certain parameters (primarily a fixed frequency) not satisfying modern requirements for reliability, speed and efficiency of recognition of incoming analysis of data signals. The paper presents a method of forming a set of frequency-modulated signals that can serve as simple models of patterns observed in biomedical problems. Unlike the well-known theory of chirplets, the method is primarily focused on signals presented in digital form. The results obtained make it possible to increase the efficiency of the known methods of adaptive inverse wavelet transform due to individual time-frequency features of the signal.

The study was supported by the RFBR, project No. 19-29-01156-мк

_____ ◆ _____

ВЕРОЯТНОСТНО-СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ЭФФЕКТОВ КВАНТОВАНИЯ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ

проф. Брюханов Ю.А., доц. Гвоздарев А.С.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Рассмотрена задача построения вероятностно-статистического описания процессов нелинейного ограничения-квантования при воздействии на входе информационного гауссовского процесса, принимаемого на фоне центрированного нормального белого шума. Получено выражение для начальных моментных функций выходного процесса, которое в дальнейшем использовалось для расчёта дисперсии. Проанализирован эффект подавления мощности входного сигнала, связанный с изменением разрядности квантователя, его апертуры и уровня входного сигнала.

I. Введение

Одним из ключевых элементов технологии программно-определяемого радио (SDR) [1-2] служит методология перемещения цифровой части приёмного тракта (например, АЦП) как можно ближе к выходу антенны с последующей заменой аналоговых элементов и узлов блоками цифровой обработки сигналов. При этом очевидно, что повышение качества обработки на практике во многом связывают с повышением разрядности используемых устройств квантования. Однако использование SDR в рамках новых стандартов радиосвязи [3], например, в 5G [4] (неотъемлемым элементом которого является технология Massive MIMO [5], предполагающая огромное количество независимых каналов приёма, и, как следствие, АЦП), наталкивается на колоссальные сложности, связанные с практически экспоненциальным ростом энергопотребления и стоимости [6]. В ряде научных работ показано, что в подобного рода системах возможно снижение разрядности АЦП [7] (вплоть до одного разряда) с увеличением их числа для сохранения требуемой скорости передачи или совмещения, высокоразрядных и низкоразрядных АЦП [7]. И в том и в другом случаях снижение разрядности существенно меняет статистику выходного процесса (в силу большего вклада нелинейности квантователя), которая уже не может быть успешно описана классически используемой (при высокой разрядности) линейной статистической моделью [8-9]. Также стоит отметить, что использование в системах связи 5-го поколения сигналов со сложной сигнально-кодовой конструкцией (ССК) (высокоразрядные КАМ, разновидности OFDM и др.) не позволяет использовать системы автоматической

регулировки уровня на входе [10]. При этом необходимость защиты от блокирования по входу АЦП обусловливает применение входных ограничителей [11] (также нелинейных), дополнительно усложняющих вероятностное описание процесса квантования. Известно, что сигналы со сложной ССК в рамках вероятностно-статистического подхода возможно успешно описывать реализациями гауссовского процесса [12-14].

Целью настоящей работы является вероятностно-статистическое описания процессов ограничения-квантования при воздействии на входе гауссовского процесса, представляющего собой сумму полезного сигнала и центрированного нормального белого шума.

II. Модель участка приёмного тракта

Пусть сигнал, представимый в рамках статистического описания реализациями центрированного гауссовского процесса с дисперсией σ_s^2, принимается на фоне АБГШ с дисперсией σ_n^2. Учитывая статистические свойства входных процессов, можно считать, что на входе действует реализация единого нормального центрированного процесса мощностью $\sigma_\Sigma^2 = \sigma_s^2 + \sigma_n^2$ (т.е. $\xi_i \square N\left(0, \sigma_\Sigma\right)$, где i – номер дискретной выборки реализации). Рассмотрим его прохождение через последовательно соединённые нелинейные звенья усилителя-ограничителя, преобразующего с коэффициентом передачи $k = U_{\Pi}/c$ входной сигнал ξ_i из диапазона [$-c;c$] в выходной ζ_i с диапазоне [$-U_{\Pi}; U_{\Pi}$]:

$$\zeta = \begin{cases} k\xi, & |\xi| \le c \\ U_{\Pi}\,\mathrm{sgn}(\xi), & |\xi| > c \end{cases} \tag{1}$$

и R-разрядного квантователя с апертурой [$-U_{\Pi}$; U_{Π}], и характеристикой квантования, соответствующей представлению чисел в прямом коде с усечением:

$$u_{вых} = Q(u_{вх}) = \begin{cases} U_{\Pi} 2^{-R}\left[\dfrac{u_{вх}}{U_{\Pi} 2^{-R}}\right], & |u_{вх}| \le U_{\Pi}\left(1-2^{-R}\right) \\ U_{\Pi}\left(1-2^{-R}\right)\mathrm{sgn}(u_{вх}), & |u_{вх}| > U_{\Pi}\left(1-2^{-R}\right) \end{cases} \tag{2}$$

где под [.] – понимается операция взятия целой части. Или, учитывая, что $U_{\Pi} 2^{-R} = q$ – есть величина шага квантования, функциональное преобразование реализаций случайного входного процесса ζ_i может быть записано следующим образом:

$$\eta = Q(\zeta) = \begin{cases} q\left[\dfrac{\eta}{q}\right], & |\eta| \le (U_{\Pi} - q) \\ (U_{\Pi} - q)\,\mathrm{sgn}(\eta), & |\eta| > (U_{\Pi} - q) \end{cases} \tag{3}$$

Используя метод классического функционального преобразования случайных величин [15], получены выражения для плотностей распределения вероятности ζ и η на основе которых получены выражения для моментных функций произвольного порядка выходного процесса квантователя:

$$\mathrm{E}\left\{\eta^l\right\} = 2\left(U_{\Pi} - q\right)^l \left[2 - \Phi\left(\frac{c}{\sigma_\Sigma}\right) - \Phi\left(\frac{U_{\Pi} - q}{k\sigma_\Sigma}\right)\right] + q^l \sum_{m=-2^R+1}^{2^R-2} \varepsilon_m \theta_m^l \left[\Phi\left(\frac{(m+1)q}{k\sigma_\Sigma}\right) - \Phi\left(\frac{mq}{k\sigma_\Sigma}\right)\right] \tag{4}$$

где $\Phi(\square)$ - интегральная функция распределения стандартного нормального распределения и введены следующие обозначения:

$$\theta_m = \mathrm{sgn}(m)\min(|m|, |m+1|), \quad \varepsilon_m = \begin{cases} 1, & m \notin \{-1; 0\} \\ 0, & m \in \{-1; 0\} \end{cases}. \tag{5}$$

Вследствие симметрии использованной характеристики квантования распределение вероятности η оказалось симметричным относительно начала отсчёта и, как следствие, $\mathrm{E}\left\{\eta^{2n+1}\right\} \equiv 0,\ n \in \mathbf{Z}_+$. Полученные

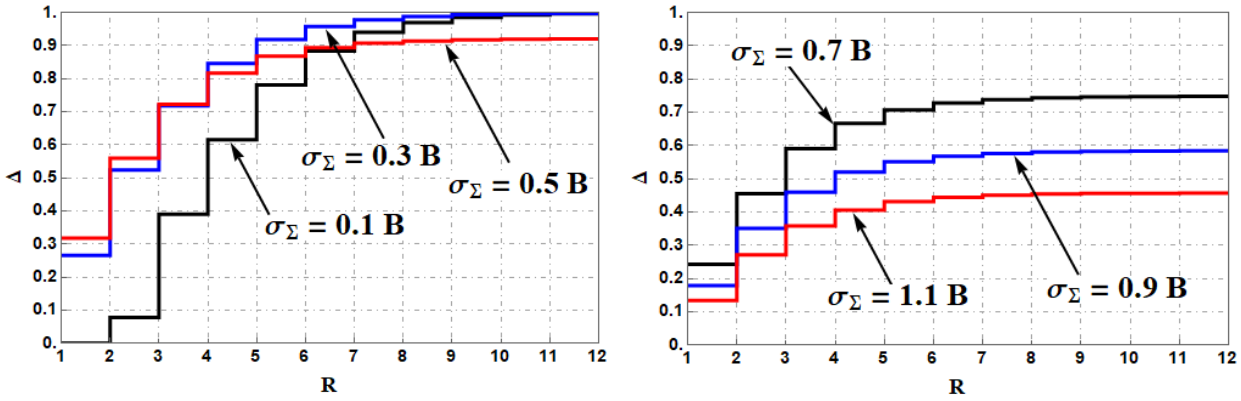
результаты в частном случае отсутствия входного ограничения, т.е. $\lim\limits_{\substack{c\to\infty \\ k=1}} \mathrm{E}\left\{\eta^{l}\right\}$ допускают аналитическое упрощение. При этом можно отметить, что в случае совпадения динамического диапазона ограничителя и апертуры квантователя (при рассмотрении квантователя с насыщением) использование ограничителя оказывается избыточным.

III. Численная апробация полученных резальтатов

Как пример численной апробации полученных результатов проанализировано поведение мощности процесса на выходе квантователя $\mathrm{Var}\{\eta\}$, нормированной на величину мощности входного процесса σ_{Σ}^{2}, показывающей величину энергетических искажений, вносимых рассматриваемыми нелинейными звеньями: $\Delta = \mathrm{Var}\{\eta\}/\sigma_{\Sigma}^{2}$.

На рисунках 1 *а* и *б* представлены зависимости Δ от разрядности квантователя (изменяющейся от 1 до 12 с шагом 1) для 6 значений СКО входного процесса от 0,1 В, до 1,1 В с шагом 0,2 В. Анализ проводился в соответствие с полученным выражением (4) для случая единичного усиления (k=1), отсутствия ограничения на входе ($C \to \infty$), единичной апертуры квантователя (U_{Π}=1 В).

Можно отметить, что при фиксированном значении U_{Π} увеличение разрядности в целом приводит к росту доли мощности входного процесса, которая передаётся на выход, однако при определённых σ_{Σ} максимально достижимая величина Δ может не достигать 1. Сравнение рисунков 1 *а* и *б* позволяет отметить, что возрастание σ_{Σ} до определённого значения (примерно 0,35 В, см. рисунок 1 *а*) приводит к росту Δ, что объясняется возрастанием доли мощности процесса ζ попадающей на «ненулевые» ступени квантования). Однако, превышение этого уровня приводит к обратной зависимости, что обусловлено попаданием всё возрастающей доли мощности входного процесса в области насыщения характеристики (3).



а) б)

Рисунок 1. Зависимость коэффициента Δ от разрядности квантователя для СКО входного процесса: *а)* 0,1 В, 0,3 В, 0,5 В, *б)* 0,7 В, 0,9 В, 1,1 В

Очевидно, что данные эффекты будут варьироваться с изменением U_{Π}. Для их учёта получены и проанализированы представленные на рисунке 2 зависимости Δ от мощности входного процесса. На рисунке сплошными кривыми нанесены графики для случая U_{Π}=0,5 В, длинным/коротким пунктиром для случаев U_{Π}=1 В/ U_{Π}=1,5 В соответственно. При этом синий цвет маркирует зависимости для R=2, красны – R=6, чёрный – R=10.

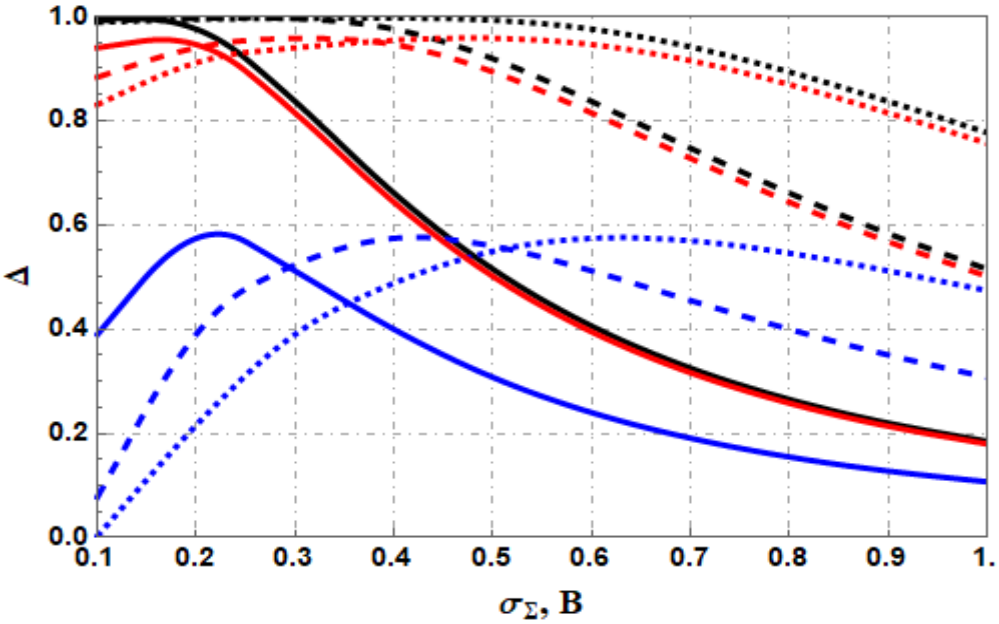


Рисунок 2. Зависимость коэффициента Δ от СКО входного процесса

В результате проведённого анализа для различных значений разрядности квантователя (меняющихся в диапазоне от 1 до 12) и различных апертур $U_П$ определены значения σ_Σ, при которых подавление входного сигнала оказывалось незначительным (т.е. $\Delta \approx 1$). В случае, когда диапазон уровней входных сигналов квантователя (определяемый $U_П$) составляет $\pm 2.5\sigma_\Sigma$, а разрядность превышает 8, величина Δ оказывается близкой к 1. Увеличение разрядности приводит к нормализации процесса на выходе. Уменьшение R (см. синие кривые на рисунке 2) приводит к существенному подавлению входного воздействия, при котором для заданного уровня входного воздействия никаким образом невозможно подобрать $U_П$, обеспечивающее $\Delta \approx 1$.

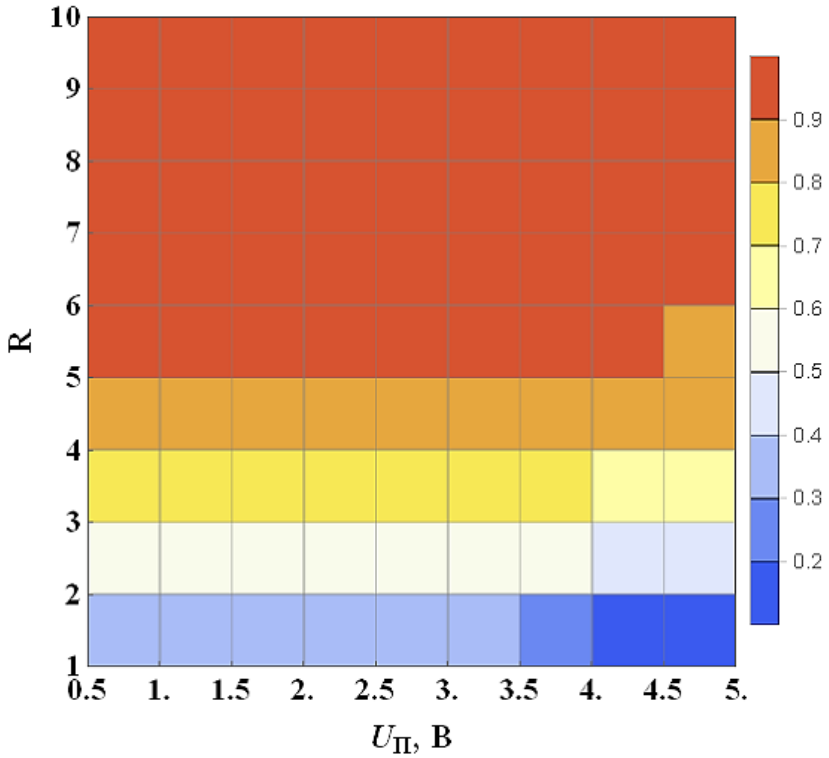


Рисунок 3. Карта уровней $\max_{\sigma_\Sigma}\{\Delta\}$ от $U_П$ и R

Проведённый анализ позволил отметить, что основное влияние оказывает не столько $U_П$ или σ_Σ по отдельности, сколько соотношение $U_П / \sigma_\Sigma$, при этом для фиксированного значения $U_П$ подбором σ_Σ (например, изменяя коэффициент передачи *k*) можно добиться максимального значение Δ (см. экстремумы на рисунке 2).

Для анализа такой зависимости построена (см. рисунок 3) двумерная карта уровней максимальных значений Δ (где максимизация производилась по всем уровням входного воздействия, т.е. $\max_{\sigma_\Sigma}\{\Delta\}$), позволяющая на практике определить диапазоны пороговых уровней квантователя (при заданной разрядности), в рамках которых не происходит существенного подавления входного сигнала. Так, в частности, оказывается, что при использовании устройств с разрядностью выше 5 и $U_П$<4.5 В подбором σ_Σ можно добиться подавления энергии входного процесса не более чем 10 %.

Литература

1. Bard J., Kovarik Jr V. J. Software defined radio: the software communications architecture. – John Wiley & Sons, 2007.
2. Venkataraman H., Muntean G.-M. Cognitive radio and its application for next generation cellular and wireless networks. Springer Publishing. 2012. 410 p. DOI: 10.1007/978-94-007-1827-2
3. IEEE 802.22, “Part 22: Cognitive wireless RAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: Policies and procedures for operation in the TV bands,” June 2011.
4. 5G Radio Access: Capabilities and Technologies, Ericsson White Paper Uen 284 23-3204 Rev C, April 2016.
5. Бакунин М.Г., Варукина Р.А., Крейнделин В.Б. Технология MIMO. Принципы и алгоритмы – М.: Горячая линия–Телеком, 2014. – 244 с.
6. Boccardi F. et al. Five disruptive technology directions for 5G // IEEE Communications Magazine. – 2014. – Vol. 52. – №. 2. – P. 74-80.
7. Rodenbeck C. T. et al. When Less Is More … Few Bit ADCs in RF Systems // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 12035-12046.
8. Widrow B., Kollár I. Quantization noise. – Cambridge University Press, 2008. – 781 p.
9. Брюханов Ю. А., Лукашевич Ю. А. Нелинейные искажения гармонических сигналов при квантовании //Радиотехника. – 2009. – №. 10. – С. 57.
10. Brannon B., Schofield B. Multicarrier WCDMA Feasibility // Analog Devices, Application Note, AN-807. – 2006.
11. Kester W., Hendriks P. Driving ADC Inputs // Op Amp Applications Handbook. – Newnes, 2005. – 787 p.
12. Wei S., Goeckel D. L., Kelly P. A. Convergence of the complex envelope of bandlimited OFDM signals // IEEE Transactions on Information Theory. – 2010. – Vol. 56. – №. 10. – P. 4893-4904.
13. Yoo H., Guilloud F., Pyndiah R. Probability distribution analysis of M-QAM-modulated OFDM symbol and reconstruction of distorted data // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. – 2011. – Vol. 2011. – №. 1. – P. 135.
14. Qu Z., Djordjevic I. B., Anderson J. Two-Dimensional Constellation Shaping in Fiber-Optic Communications // Applied Sciences. – 2019. – Vol. 9. – №. 9. – P. 1889.
15. Прокис Д. Цифровая связь / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.

STATISTICAL ANALYSIS OF QUANTISATION EFFECTS FOR AD-HOC COMMUNICATION SYSTEMS

Brukhanov Yu.A., Gvozdarev A.S.

P.G. Demidov Yaroslavl State University,

The research assumes the problem of statistical description of combined nonlinear clipping device and a quantizer that are driven by the input sum of Gaussian information process and white Gaussian noise. The output process’ probability function and the expressions for arbitrary order moments are obtained and applied for output variance

calculation. The effects of energy distortions, introduced by the system are analyzed as a function of number of quantizers' bits, its aperture and input process amplitude.

_____ ◆ _____

ИССЛЕДОВАНИЕ АДАПТИВНОГО ГРЕБЕНЧАТОГО БИХ-ФИЛЬТРА

проф. д.т.н. Витязев В. В., н.с. Горюшкин Р. С.

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина

Применение адаптивных цифровых фильтров с бесконечной импульсной характеристикой позволяют значительно сократить вычислительные и аппаратные затраты. Однако широкому распространению и повсеместному использованию данного типа фильтров препятствует ряд недостатков, в частности проблема их устойчивости. Данный недостаток в значительной степени проявляет себя при реализации узкополосных фильтров в условиях ограниченных аппаратных ресурсов. В данной работе исследуется возможность использования цифровых адаптивных гребенчатых фильтров с бесконечной импульсной характеристикой в задаче прямого моделирования системы с узкополосной амплитудно-частотной характеристикой, имеющей периодический характер.

Введение

Цифровые адаптивные фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтры) являются более эффективными по сравнению с фильтрами с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры) как с точки зрения аппаратных затрат, так и с точки зрения вычислительной сложности [1]. В частности, в задаче прямого моделирования неизвестной системы при одинаковом количестве коэффициентов, БИХ-фильтр позволяет получить более точную модель идентифицируемой системы. Следовательно, в большинстве случаев при использовании БИХ-фильтра требуется меньшее количество коэффициентов. Это наиболее заметно при моделировании систем с высокой прямоугольностью и узкополосностью [2].

Однако, наряду с существенными преимуществами адаптивных БИХ-фильтров существует ряд недостатков, которые, зачастую, значительно ограничивают их применение. Основными недостатками являются: возможная неустойчивость адаптивного БИХ-фильтра, медленная сходимость, а также наличие локальных минимумов или смещённых глобальных минимумов на поверхности ошибок [3].

В качестве решения проблемы устойчивости часто предлагается переход к многокаскадной структуре звеньев первого и второго порядков, однако это ведёт к возрастанию сложности алгоритма адаптации и увеличению минимального требуемого порядка фильтра в сравнении с прямой формой реализации. При аппаратной реализации более предпочтительной является прямая форма реализации адаптивного фильтра [4].

В [5] было показано, что в случае цифрового БИХ-фильтра с фиксированными коэффициентами, проблема устойчивости может быть решена при помощи цифрового гребенчатого БИХ-фильтра (ЦГФ). При использовании ЦГФ не происходит увеличения порядка и изменения формы реализации фильтра.

Данная работа посвящена исследованию возможности адаптивных гребенчатых фильтров с бесконечной импульсной характеристикой при решении задачи прямого моделирования. системы с узкополосной амплитудно-частотной характеристикой, имеющей периодический характер.

Постановка задачи

За основу был взят алгоритм, предложенный в 1976 году Полом Фейнтухом [6], который является упрощённым алгоритмом минимума среднеквадратичной ошибки (МСКО). Его достоинство заключается в удобстве практической реализации и отсутствии больших вычислительных затрат на реализацию.

Далее кратко опишем алгоритм. Пусть выходной сигнал адаптивного БИХ-фильтра имеет вид:

$$y(n) = \sum_{i=1}^{N} \widehat{a_i}\, y(n-i) + \sum_{i=0}^{M} \widehat{b_i} x(n-j), \qquad (1)$$

где $[\widehat{b_i}]$ и $[\widehat{a_i}]$ – адаптируемые коэффициенты усиления и обратной связи соответственно.

Для удобства определим: $\hat{\theta}$ и *X(n)* – векторы совокупности коэффициентов и совокупности данных соответственно, которые могут быть определены следующим образом:

$$\hat{\theta} = [\widehat{a_1}..\widehat{a_N}\ \widehat{b_0}..\widehat{b_M}]^T \quad (2)$$

$$X(n) = [y(n-1)..y(n-N)\ x(n)..x(n-M)]^T \quad (3)$$

Перепишем уравнение (1), подставив в него (2) и (3):

$$y(n) = \hat{\theta}^T(n)X(n) \quad (4)$$

В соответствии с алгоритмом, представленным в [6], для каждого значения входного сигнала *n* определяется выходной сигнал фильтра, как это описано в выражении (4), затем происходит оценка градиента *y(n)*, который в данном случае определяется выражением:

$$\widehat{\nabla_\theta} y(n) = X(n) \quad (5)$$

Затем, с использованием выходного сигнала и его оценки, производится корректировка коэффициентов:

$$\hat{\theta}(n+1) = \hat{\theta}(n) + \mu(n)\{d(n) - y(n)\}\widehat{\nabla_\theta} y(n) \quad (6)$$

При переходе к структуре адаптивного гребенчатого фильтра (АЦГФ) с бесконечной импульсной характеристикой выражение (1) примет вид:

$$y(n) = \sum_{r=0}^{N_1=N/\nu} \widehat{b_r} x[(n-\nu r)] - \sum_{k=1}^{M_1=M/\nu} \widehat{a_k} y[(n-\nu k)] \quad (7)$$

где $\widehat{b_r}$, $\widehat{a_k}$ – адаптируемые коэффициенты усиления и обратной связи соответственно адаптивного базового НЧ-фильтра с бесконечной импульсной характеристикой.

Для перехода от базового НЧ-фильтра к гребенчатому необходимо заменить элементы задержки z^{-1} на буферы размером $z^{-\nu}$. Объём требуемой для реализации фильтра памяти при этом увеличится в ν раз, а количество адаптируемых коэффициентов не изменится [7]. На рисунке 1 представлена структура АЦГФ с бесконечной импульсной характеристикой.

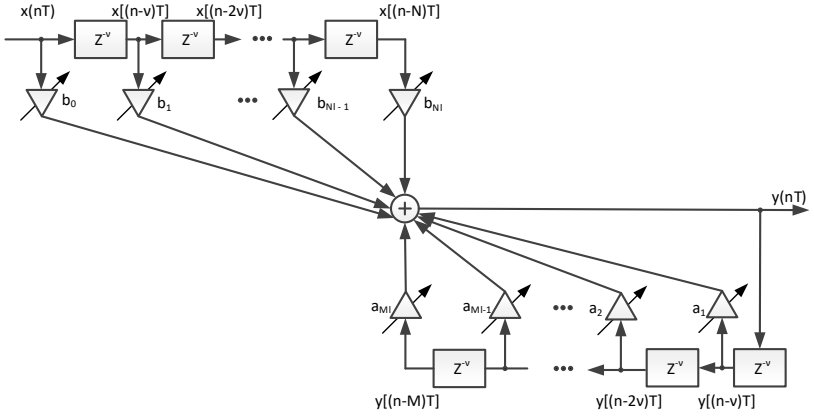


Рисунок 1 – Структура АЦГФ с бесконечной импульсной характеристикой

При этом выражение (3) примет вид:

$$X(n) = [y(n-\nu))..y(n-\nu N)\ x(n)..x(n-\nu M)]^T \quad (8)$$

Алгоритм адаптации при переходе к гребенчатой форме реализации фильтра не изменяется.

Экспериментальные исследования

Структурная схема экспериментального исследования представлена на рисунке 2. Она состоит из двух параллельных ветвей, включающих в себя идентифицируемую систему и соответствующий ей адаптивный фильтр. В верхней части схемы представлена ветвь с блоком «Неизвестный ЦФ», который представляет собой фильтр Баттерворта и адаптивным фильтром (АФ). В нижней части – ветвь с идентифицируемым

блоком «Неизвестный ЦГФ», полученным на основе фильтра Баттерворта из верхней части схемы путём его интерполяции с коэффициентом ν, и адаптивного гребенчатого фильтра.

На вход системы поступает случайный сигнал, представляющий собой дискретный белый шум с условно единичной дисперсией и нулевым математическим ожиданием. На выходы идентифицируемых блоков к сигналу добавляется $\eta(n)$ - аддитивный белый шум с нулевым математическим ожиданием. Выходами системы являются сигналы ошибки адаптации для двух ветвей структурной схемы.

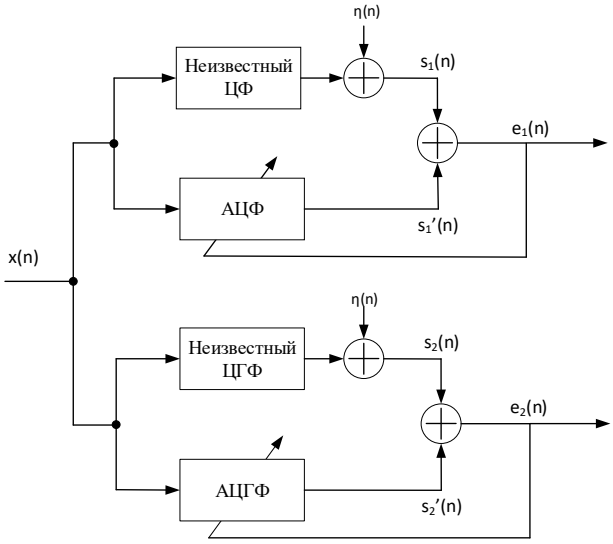
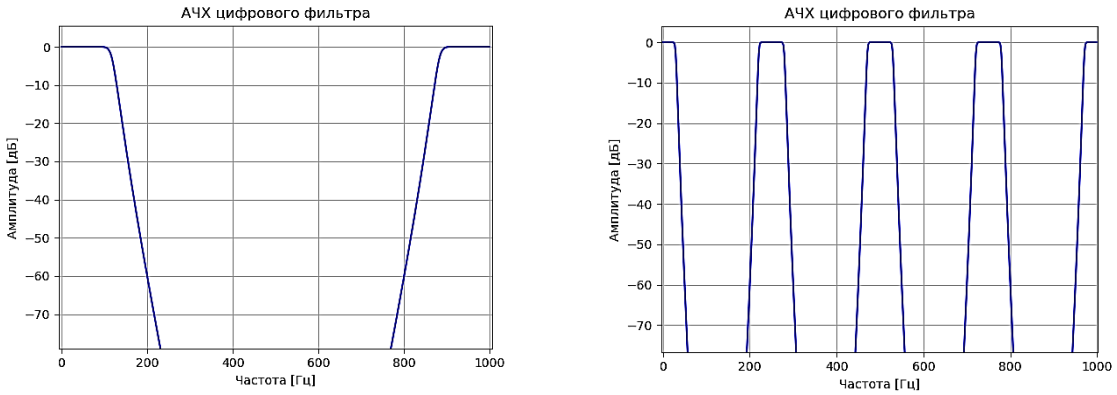


Рисунок 2 – Структурная схема подключения АФ и АЦГФ

Предположим, что неизвестным фильтром является фильтр Баттерворта порядка $N = 11$, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) которого задаётся на частоте дискретизации 1 кГц и имеет полосу пропускания 100 Гц, коэффициент прямоугольности $\alpha = 0.5$, максимальную неравномерность в зоне прозрачности 0.1 дБ и затухание в полосе непропускания 60 дБ.

Неизвестный АЦГФ получим из ЦФ путём замены элементов задержки z^{-1} на буферы размером $z^{-\nu}$, при этом примем $\nu = 4$. На рисунке 3 приведены АЧХ идентифицируемых систем.

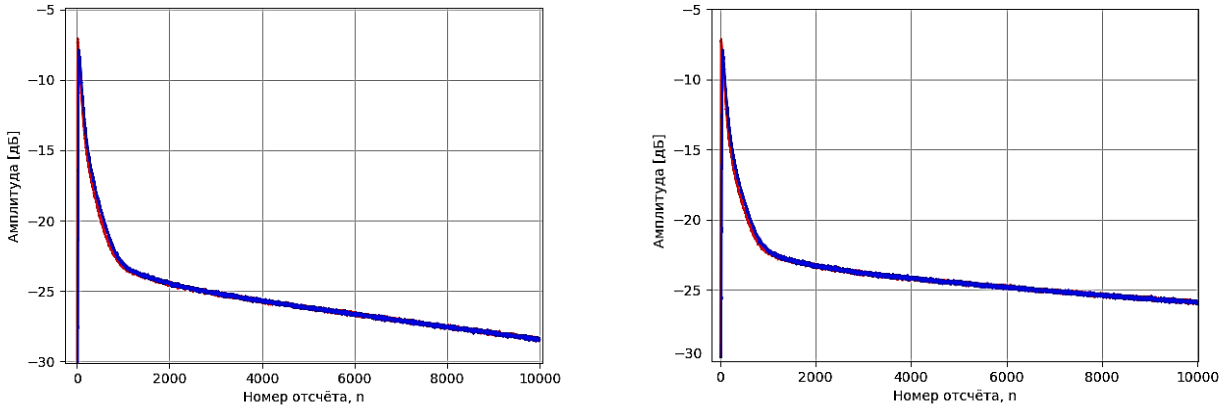


(а) (б)

Рисунок 3 – АЧХ идентифицируемых ЦФ (а) и АЦГФ (б)

Результаты исследования

В ходе эксперимента были получены зависимости минимального среднеквадратического отклонения (МСКО) сигналов ошибки для обоих ветвей структурной схемы. Эксперимент был проведён 10000 раз и полученные зависимости были усреднены по ансамблю. Результаты приведены на рисунке 4.



(а) (б)

Рисунок 4 – МСКО АЦФ и АЦГФ: при η = 0 (а) и η = -30дБ (б)

На рисунке 4 изображены усреднённые зависимости МСКО от номера отсчёта. На рисунке 4а – при отсутствии шума на выходе идентифицируемой системы, на рисунке 4б – при наличии шума -30дБ относительно входного сигнала. На рисунке 4 можно видеть, что зависимости для АЦФ и АЦГФ практически совпадают.

Заключение

Проведенные эксперименты показывают, что кривая сходимости АЦГФ имеет практически аналогичный вид с базовым АЦФ. Следовательно, в случае, когда АЧХ идентифицируемой системы имеет периодический характер применение АЦГФ может привести к значительному уменьшению вычислительных затрат, а также увеличить стабильность адаптируемого БИХ-фильтра.

Использование связки из АЦГФ и сглаживающего фильтра потенциально может сделать возможным реализацию устойчивого узкополосного АЦФ в классе БИХ-цепей. В докладе предполагается представление результатов дальнейших исследований, направленных на синтез узкополосных АЦГФ.

Литература

1. Paulo S. R. Diniz, Adaptive Filtering. Algorithms and Practical Implementation 4th Edition / Paulo S. R. Diniz – Springer, 2013 – 652 pp.
2. A.Antoniou, Digital Signal Processing: Signals, Systems, and Filters / McGraw Hill, New York, 2005 C.R. Johnson Jr., Adaptive IIR filtering: Current results and open issues. IEEE Trans. Inform. Theor. IT-30, 237–250 (1984)
3. Витязев В.В. Многоскоростная обработка сигналов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2017. – 336 с.: ил.
4. Витязев В.В., Горюшкин Р.С. Исследование устойчивости цифровых гребенчатых фильтров // Труды 17-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA 2015», Москва, ИПУ РАН, Т.1
5. Feintuch P. L. An Adaptive Recursive LMS Filter. Proceedings IEEE, Vol.64, No. 11, pp. 1622-1624, November 1976
6. Витязев В.В., Горюшкин Р.С. Анализ устойчивости цифровых узкополосных БИХ-фильтров, реализованных по двухкаскадной структуре // Цифровая обработка сигналов и её применение DSPA 2018: Труды 20-й Международной науч.-техн. конф. М., 2018. Т.1. с. 184-189

ADAPTIVE INTERPOLATED IIR FILTER

Vityazev V.V., Goriushkin R.S.

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin

Usage of digital filters with infinite impulse response (IIR) allows reducing computing and hardware costs significantly. However, the instability of such filters prevents their wide usage. This problem is obvious when creating narrowband filters under conditions of limited hardware resources. This work aims to analyze the possibility to use interpolated IIR filters for direct modeling of the system with the periodic narrow-band frequency response.

———— ◆ ————

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ WAVELET И HW-АНАЛИЗА (АНАЛИЗА ПОЛУВОЛН) ЦИФРОВЫХ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

доц. Грызлова Т. П.

Рыбинский государственный авиационный технический университет им. П. А. Соловьева

Представлены результаты двух вариантов комплексирования алгоритмов Wavelet и HW-анализа: анализ полуволн в последовательностях Wavelet-коэффициентов разных уровней и представление полуволн сигналов в базисе Хаара. Определены некоторые информативные статистики для решения задач диагностики состояния подшипников трансмиссии ГТД и диагностики состояния подшипников в задаче испытания на надежность. Это максимумы и моды распределений длительностей полуволн Wavelet-коэффициентов второго уровня и количество максимумов и пересечений нулевого уровня в последовательностях Wavelet-коэффициентов длинных полуволн. Второй вариант, подобный кодированию полуволн, является более перспективным для повышения точности диагностики.

Перед разработчиком диагностической системы или системы распознавания всегда стоит (и будет стоять) задача выбора из множества алгоритмов обработки диагностических сигналов тех алгоритмов, которые позволят повысить точность диагностики благодаря повышению информативности обработки.

В свое время автором была исследована возможность повысить точность диагностики состояния подшипников трансмиссии ГТД для уменьшения количества необоснованных съемов газотурбинных двигателей (ГТД) в эксплуатационных испытаниях за счет использования Wavelet-анализа в базисе Хаара [1]. Информативность признаков, предложенных в [2]: (глобальная энергия разных уровней, контрастность, перемежаемость) оказалась в большинстве случаев ниже информативности признаков, вычисляемых при HW-анализе.

В настоящей работе исследуются два варианта комплексирования алгоритмов Wavelet и HW-анализа в базисе Хаара:

1) вычисление последовательностей Wavelet-коэффициентов и HW-анализ этих последовательностей
2) декомпозиция сигнала на последовательности положительных и отрицательных полуволн (HW-анализ) и Wavelet-анализ полуволн.

Исследования проведены на выборках задач диагностики подшипников трансмиссии ГТД [3] и испытаний подшипников на надежность [4]. Пространство $\mathbf{F_1}$ (прототип [3]) формируется с помощью простых алгоритмов вычисления среднего (m) и дисперсии σ^2 сигнала по схеме

$$s(t) \xrightarrow{alg1} \mathbf{F_1} = |m \quad \sigma^2| \tag{1}$$

Некоторые характеристики Wavelet-коэффициентов и кластеров полуволн

Для Wavelet-представления определено такое понятие, как локальный энергетический спектр $Ew(j, t_0)$ в точке t_0 на уровне j [2]. Полная энергия распределена по масштабам в соответствии с глобальным спектром энергии коэффициентов Wavelet-преобразования

$$Ew(j) = \int W^2(j,t)dt = \int Ew(j,t)dt$$

Если в качестве признаков выбрать глобальные энергии уровней деталей Ew_j и аппроксимаций Ea_j, то можно в некоторых случаях повысить информативность обработки диагностических сигналов [1].

Для формирования пространства $\mathbf{F}_2$ цифровые сигналы $s(t), t = 0..T-1$ преобразуются в последовательности Wavelet-коэффициентов разложения в базисе Хаара [5]:

$$s(t) \to |\mathbf{w}_0(k0) \quad \mathbf{w}_1(k1) \quad \dots \quad \mathbf{w}_{L-1}(L-1)|$$
$$s(t) \to |\mathbf{a}_0(k0) \quad \mathbf{a}_1(k1) \quad \dots \quad \mathbf{a}_{L-1}(L-1)|$$
$$kj = 0..K_j - 1, \;\; K_0 = \frac{T}{2}; \; K_j = K_{j-1}/2$$

Вычисляются: максимальная глобальная энергия (дисперсия) *Emax*, дисперсии Wavelet-коэффициентов *Ewj* и аппроксимаций *Eaj*.

$$s(t) \xrightarrow{WT} \boldsymbol{W}, \boldsymbol{a} \xrightarrow{alg2} \mathbf{F_2} = |Emax \quad Ew1 \dots \quad \dots Ea5|. \qquad (2)$$

Пространство $\mathbf{F}_3$ формируется с помощью алгоритмов вычисления статистик полуволн: количество (N), максимальная длительность отрицательной полуволны (DTnx), максимум гистограммы длительностей полуволн (hx), среднее количество полуволн в кластерах одного типа (hm), мода (DTmd), коэффициент вариативности (kvar), плотности распределения полуволн (p(DT), p(DTn)).

$$s(t) \xrightarrow{HWA} \{HW\} \xrightarrow{alg3} \mathbf{F_3} = |N \quad \text{hx} \quad \dots \text{kvar} \dots \quad \text{DTn}| \qquad (3)$$

HW-анализ последовательностей Wavelet-коэффициентов

Выполняется преобразование диагностических сигналов, коэффициенты деталей и аппроксимаций трех уровней раскладываются на последовательности полуволн, далее каждая последовательность анализируется аналогично схеме (3):

$$\left[s(t) \xrightarrow{WT} \boldsymbol{W}, \boldsymbol{a}\right] \xrightarrow{HWA} \{HW\} \xrightarrow{alg3} \mathbf{F_4} = \{|N \quad \text{hx} \quad \dots \text{kvar} \dots \quad \text{DTn}|\}_{\boldsymbol{j,k}}, \; \boldsymbol{k} = \boldsymbol{w}, \boldsymbol{a} \qquad (4)$$

На рисунке 1 показаны последовательности Wavelet-коэффициентов первых трех уровней представления для неисправного состояния системы подшипников трансмиссии ГТД (**B1**) и исправного состояния, неправильно распознанного в процессе эксплуатационных испытаний (**N1**).

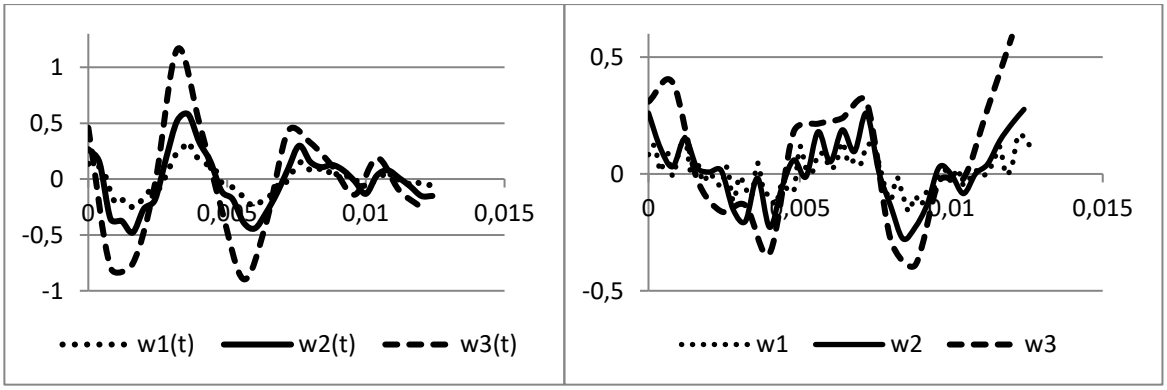


Рисунок 1. Wavelet-коэффициенты неисправного (слева) и исправного, необоснованно снятого подшипников (справа). Ось абсцисс – время в сек.

Если ранее в некоторых системах достаточно информативным было количество полуволн, то теперь у нас может быть сформирован вектор количеств полуволн на разных уровнях разложения, а также остальные признаки пространства $\mathbf{F}_3$. На рисунке 2 представлены наиболее информативные образы. Ими оказались количество полуволн последовательностей Wavelet-коэффициентов второго уровня в кластерах полуволн одной длительности и мода этого распределения.

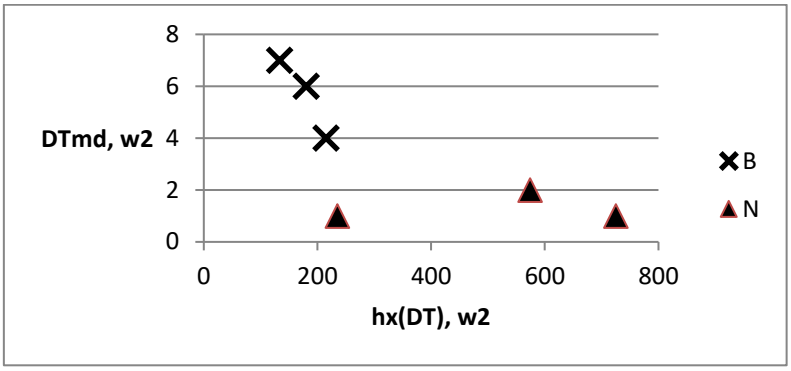


Рисунок 2. Образы Wavelet-коэффициентов второго уровня в пространстве (мода длительности полуволн – DTmd; максимум гистограммы – hx(DT))

На выборке [4] простейшие признаки, вычисляемые в результате HW-анализа, являются самыми информативными $I(\sigma^2) = 1{,}33; I(Ew_2) = 1{,}27$, а $I(NHW) = 3{,}66$ [1].

На выборке [3], в которую включены только хорошо распознаваемые по схеме (1) подшипники, информативность $I(\sigma^2) = 1{,}51; I(Ew_1) = 2{,}1$, а $I(kvar) = 4{,}75$.

На выборке [3], в которую включены все трудно распознаваемые сигналы подшипников, кроме аномальных, информативность $I(\sigma^2) = 0{,}83, I(Ea_5) = 1{,}16$, а $I(DTnx) = 0{,}84, I(kvar) = 0{,}75$.

На выборке аномальных сигналов все признаки недостаточно информативны, небольшое преимущество все-таки за HW-анализом: $I(\sigma^2) = 0{,}4;\ I(Ea_5) = 0{,}6$, а $I\big(p(DT)\big) = 0{,}83$. Wavelet-представление подтверждает информативность признака «наличие аномально длинных полуволн». Но, вообще говоря, аномальность сигнала (малое количество полуволн, наличие очень длинных полуволн, существенная нестационарность) означает, что испытания надо проводить повторно.

Обработку сигнала по схеме (4) можно интерпретировать как предварительную фильтрацию перед HW-анализом, в которой, как показали исследования на задачах [3, 4] нет необходимости.

Wavelet-анализ полуволн

Выполняется первый этап схемы (3) – разложение сигнала на полуволны, далее полуволны преобразуются в последовательности Wavelet-коэффициентов. Для этой схемы необходим новый набор признаков:

$$\left[s(t) \xrightarrow{HWA} \{HW\}\right] \xrightarrow{WT} \{\boldsymbol{w}, \boldsymbol{a}\} \xrightarrow{alg5} \mathbf{F_5} \qquad (5)$$

На рисунке 3 показаны Wavelet-представления длинных полуволн сигналов подшипников трансмиссии, зарегистрированных в разных состояниях.

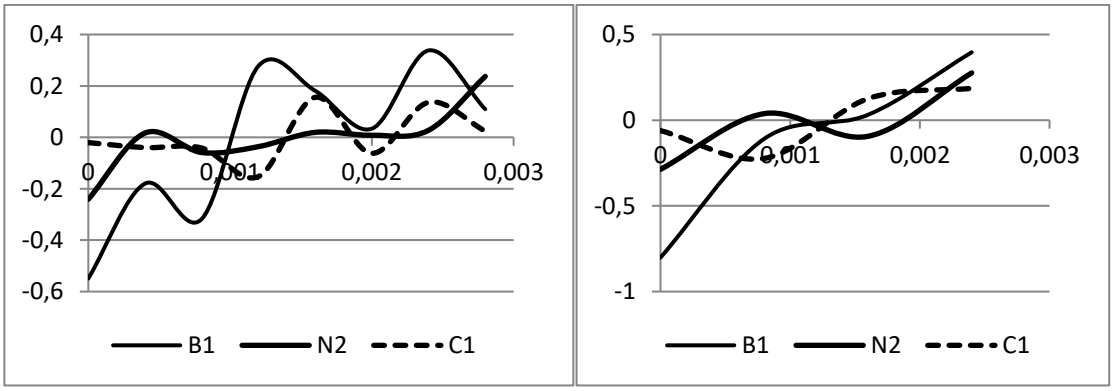


Рисунок 3. Wavelet-коэффициенты второго (слева) и третьего (справа) уровней длинных полуволн

Были исследованы следующие характеристики: число максимумов в Wavelet-коэффициентах разных уровней для длинных полуволн; уровень, на который приходится максимум энергии полуволны; число переходов через ноль Wavelet-коэффициентами разных уровней в полуволне.

Были получены суммарные характеристики по каждой полуволне, а также средние значения по множеству полуволн Wavelet-коэффициентов каждого сигнала. Некоторые характеристики представлены в таблице 1:

- <nx_aL3> - среднее число максимумов в аппроксимациях длинных полуволн на третьем уровне Wavelet-представления;
- <nx_wL2> - среднее число максимумов в деталях длинных полуволн на втором уровне Wavelet-представления;
- <z01_w> - среднее число суммы пересечений нулевого уровня wavelet-коэффициентами (деталями) длинных полуволн;
- <nx_a> - среднее число суммы максимумов аппроксимаций длинных полуволн;
- <nx_aL1> - среднее число максимумов в аппроксимациях длинных полуволн на первом уровне Wavelet-представления.

Слева в таблице 1 представлены характеристики всех сигналов, включая аномальные, справа – характеристики нормальных сигналов. Дисперсия характеристик неисправных подшипников мала, характеристики необоснованно снятых подшипников распадаются на два кластера.

Таблица 1.

Характеристики Wavelet-представления длинных полуволн сигналов подшипников трансмиссии ГТД

	<nx_aL3>		**<nx_wL2>**		**<z01_w>**		**<nx_a>**		**<nx_aL1>**
N6_	0	N3	0,138	N3	1,276	N3	1,190	N3	1,000
N3	0	N6_	0,143	N2	1,493	N2	1,507	N2	1,056
C1	0,059	N2	0,183	B2	2,000	B2	2,027	B2	1,081
N2	0,099	B2	**0,270**	B1	2,129	B1	2,161	B1	1,242
B1	0,113	B1	**0,290**	B3	2,500	B3	2,429	B3	1,357
B1_	0,114	B3_	**0,563**	N1	4,393	N1	3,929	N1	1,964
B2	0,135	B3	**0,571**						
B3	0,214	B1_	**0,614**						
B3_	0,219	B5_	**0,615**						
B5_	0,231	C1	0,647						
C2	0,275	N7_	0,667						
N7_	0,500	N4_	0,864						
N4_	0,545	N2_	0,903						
N2_	0,613	C2	1,020						
N1	0,857	N1	1,786						

Выводы

HW-анализ сигнала достаточно информативен, и нет необходимости в предварительном преобразовании сигналов в базис Wavelet-функций, по крайней мере, в базисе Хаара. По мнению автора, предложенные варианты обработки диагностических сигналов перспективны, но требуют более обширных исследований, например, динамики Wavelet-коэффициентов и кодирования и распознавания полуволн по кодам, признакам или подобию. Второй подход к комплексированию представляет собой описание полуволн, которое эквивалентно некоторому кодированию. Кроме того, можно найти некоторые аналогии с методом характерных последовательностей (МХП) [6].

Частоты ХП Wavelet-коэффициентов, дополняя частоты характерных последовательностей сигналов, существенно повысили информативность МХП [6], который, как и Wavelet-анализ, анализирует технологические структурные элементы со случайной фазой, в отличие от анализа полуволн, привязанных к моментам пересечения нулевого уровня и имеющих разную длительность, представляющих собой естественные структурные элементы, образующие сигнал [7, 8].

Литература

1. Грызлова Т. П. Информативность признаков на основе Wavelet-преобразования и HW-анализа вибрационных сигналов для оценки состояния подшипников ГТД // Динамика и прочность конструкций аэрогидроупругих систем. Численные методы. Труды четвертой Всероссийской научно-технической конференции. Москва. РАН, РФФИ, ИМАШ РАН. 2017. С. 23-24

2. Астафьева Н. М. Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения. – Успехи физических наук, т. 166, № 11, 1996. С. 1145 – 1170.
3. Кузменко М. Л., Портер А. М., Комаров Б. И., Карасев В. А. Вибродиагностика межвального подшипника двигателей семейства Д30/КУ: Науч.-тех. сб. под ред. М. Л. Кузменко, В. Ф. Безъязычного, В. Н. Вернигора, А. Л. Михайлова. М.: ЦИАМ. 2001. Вып. 4. Неразрушающий контроль повреждаемости материалов и конструкций ГТД. – с. 221.
4. J. Lee, H. Qiu, G. Yu, J. Lin, and Rexnord Technical Services 'Bearing Data Set', IMS, University of Cincinnati. NASA Ames Prognostics Data Repository URL: http://ti.arc.nasa.gov/tech/dash/pcoe/prognostic-data-repository/ (Дата обращения 10.12.2007).
5. Дремин И. М., Иванов О. М., Нечитайло В. А. Вейвлеты и их применение. Успехи физических наук. 2001. № 5, том171
6. A.P. Gorshkov and T. P. Gryzlova. A Family of Effective Features for Condition Diagnostics of Complex Technical Systems from the Example of GTE Transmission Bearings //Pattern Recognition and Image Analysis. – 2009. - Vol. 19. - No. 4. - pp. 641–646.
7. Грызлова Т. П. Метод повышения информативности обработки цифровых сигналов в системе вибродиагностики подшипников трансмиссии ГТД. 18-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA – 2016», Москва, Россия, доклады, стр. 376 – 381. Том I.
8. Грызлова Т. П., Комаров Б. И. Метод анализа полуволн (HW-анализ) в испытаниях подшипников//Динамика и прочность конструкций аэрогидроупругих систем. Численные методы. Труды третьей научно-технической конференции. М.: 2015. С. 14 – 15.

INTEGRATION OF THE ALGORITHMS OF WAVELET AND HW-ANALYSIS (HALF-WAVE'S ANALYSIS) OF THE DIGITAL DIAGNOSTIC SIGNALS

Senior lecturer Gryzlova T. P.

Solov'ev Rybinsk State Aviation Technical University

There are presented the results of the two variants of Wavelet and HW-analysis integration: the analysis of half-waves in the wavelet-coefficients sequences of different levels and the representation of half-waves of signals in the Haar basis.

Some features are founded for solving the task of the state's diagnostics of the transmission's bearing of gas-turbine engines (GTE) and the task of the bearing reliability test. In the first configuration: Wavelet-representation – HW-analysis these features are maximums and modes of the half-waves' durations distributions, the half-waves are detected in the sequences of the second level wavelets. In the second variant: HW-analysis – Wavelet-representation of the half-waves they are the numbers of largest extremums and zero level crossings in the sequences of wavelet-coefficients of the long half-waves. The second variant, that is similar on half-waves' coding, is capable of high precision for diagnostics.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ УПРАВЛЕНИЯ ФАЗИРОВАННЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЁТКАМИ ЗА СЧЁТ КАЛИБРОВКИ СЕРИЙНО ВЫПУСКАЕМЫХ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ

проф., д.т.н. Джиган В.И.[1]; преп., инж. Курганов В.В.[2]

[1]Институт проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук
[2]Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники»

В работе рассматриваются дискретные фазовращатели (ФВ), применяемые для управления лучом и для калибровки фазированных антенных решёток (ФАР). Одной из причин несовершенства параметров ФАР являются ошибки, вносимые ФВ. В статье представлена модель ФВ, описывающая принцип формирования его фазовых состояний и образования фазовых ошибок. Рассмотрен алгоритм уменьшения этих ошибок за счёт измерения параметров ФВ как отдельного элемента, так и в составе модуля ФАР. Представлены результаты моделирования ФВ при наличии ошибок и при их уменьшении за счёт перестановки управляющих кодов. Также приводятся результаты модерирования антенной решётки и искажения её диаграммы направленности, вызванные ошибками до и после перестановки управляющих кодов ФВ.

Несмотря на прогресс в области цифровых антенных решёток [1], в основе работы которых находятся различные методы современной цифровой обработки сигналов, на практике наибольшее распространение получили классические фазированные антенные решётки (ФАР) [2, 3], в качестве управляемых элементов в которых используются дискретные фазовращатели (ФВ) [4, 5]. Структурная схема ФАР с N элементами приведена на рисунке 1. Здесь A_i и φ_i – элементы, формирующие по апертуре амплитудное и фазовое распределение (управляемые усилители, аттенюаторы, ФВ и др.).

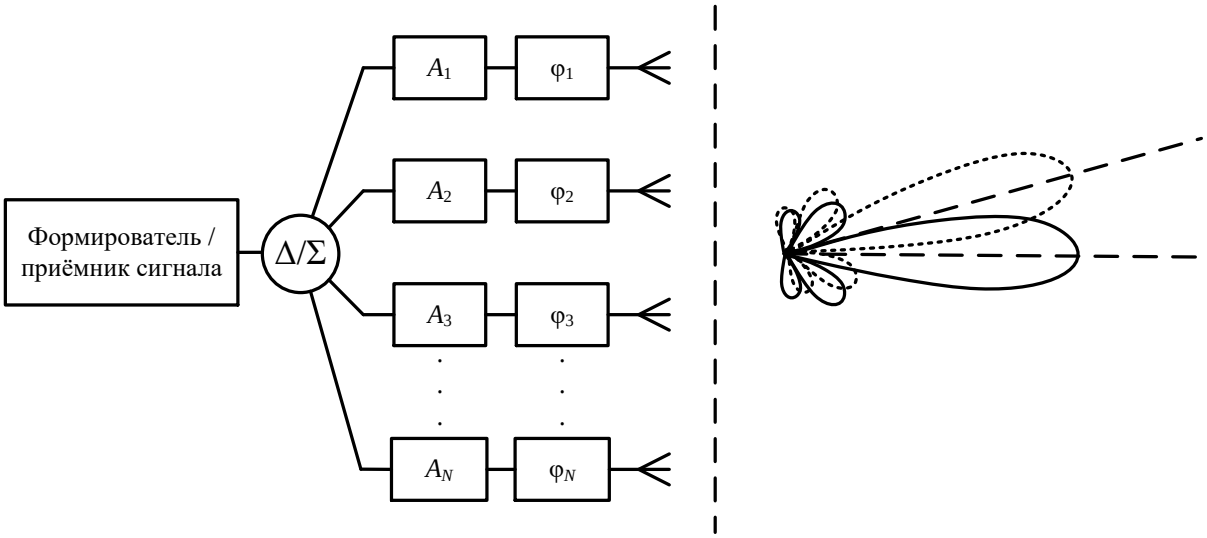


Рисунок 1. Структурная схема передающей / приёмной ФАР

Существуют различные схемы построения ФВ [6-9]. Наиболее простой из них является схема на переключаемых линиях связи, когда в радиотракт по очереди включаются такие линии с разной электрической длиной, что обеспечивает изменение фазового набега между входом и выходом ФВ. Сегодня применение этих ФВ весьма ограничено из-за их работоспособности и согласованности только на одной частоте. В современных радиосистемах требуются ФВ, которые могут работать в широком диапазоне частот, обеспечивая при этом требуемые фазовые набеги. В связи с этим получили распространение другие структуры ФВ, например, на основе фильтров, с использованием мостов Ланге и др. [4, 5]. Однако наличие широкой рабочей полосы частот влечёт за собой неравномерность амплитудных и фазовых характеристик ФВ.

Поэтому одной из обязательных процедур изготовления ФАР является её калибровка. В настоящее время существует достаточно большое число методов калибровки [10]. Наиболее привлекательными среди них являются методы, основанные на бесфазовых измерениях, поскольку они не требуют прямых измерений фазы с помощью дорогостоящего фазометрического оборудования.

Бесфазовые алгоритмы калибровки используют последовательность амплитудных измерений для оценки фазовых ошибок в каждом канале ФАР [11–15]. Некоторые из алгоритмов требуют измерения амплитуды при всех фазовых состояниях ФВ, определяемых числом разрядов управляющего кода. Фазовое состояние – это значение фазового сдвига, создаваемое ФВ в соответствии с управляющим кодом. ФВ с B разрядами имеет 2^B фазовых состояний.

При большом числе измерений амплитуды ошибки состояний ФВ усредняются. Так как эти ошибки имеют нулевое среднее значение, то они практически не влияют на точность калибровки ФАР. Однако это справедливо не для любого алгоритма калибровки, поэтому задача уменьшения ошибок ФВ имеет важное значение для получения качественных характеристик ФАР. Алгоритм, изложенный в данной статье, разработан для решения поставленной задачи.

Причина фазовых ошибок в каналах ФАР заключается в следующем. Активные и пассивные компоненты, такие как усилители, аттенюаторы, ФВ, антенные излучатели и соединительные кабели, из которых состоит

каждый канал ФАР, не стандартизированы с точки зрения фазовых характеристик, хотя теоретически эти характеристики должны быть одинаковыми. Кроме того, изготовление, установка и сборка указанных компонентов всегда приводит к дополнительному случайному изменению фазовых характеристик каналов ФАР. Чем выше рабочая частота, тем вклад этих факторов становится более ощутимым.

Из-за различных технологических ограничений производители не могут гарантировать требуемую идентичность компонентов. В случае ФВ гарантируется только каждое фазовое состояние с некоторой ошибкой, которая, в зависимости от условий работы ФВ, например, выбранной рабочей частоты в пределах полосы частот, заявленной производителем, может превышать значение фазы

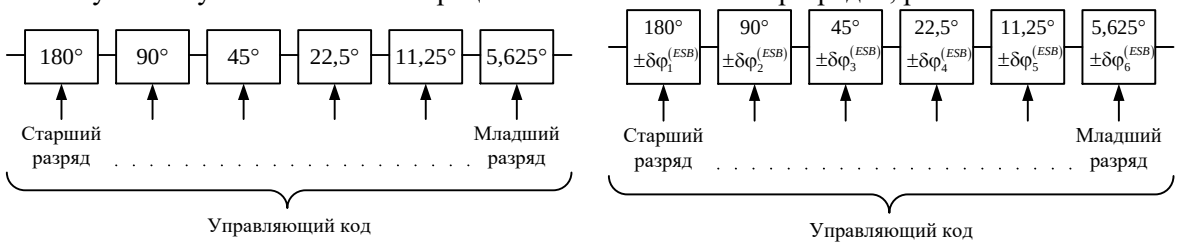
$$\Delta\varphi_{LSB} = \frac{360^{\circ}}{2^{B}}, \qquad (1)$$

соответствующее младшему разряду (Least Significant Bit, LSB) управляющего кода с B разрядами, хотя теоретически эта ошибка должна быть меньше ошибки квантования фазы $\Delta\varphi_{LSB}/2$ [2, 3].

Поэтому, чтобы обеспечить хорошую калибровку ФАР во время её производства или более точное управление лучом во время её работы, каждый ФВ, используемый в ФАР, должен быть предварительно измерен в рабочем режиме для сохранения всех значений фактических фазовых состояний. При работе ФАР это позволит выбирать более близкие к требуемым значения фазовых сдвигов, которые из-за ошибок ФВ могут не соответствовать теоретическим значениям, определяемым управляющим кодом, так как ошибки каждого разряда ФВ, показан на рисунке 2, накапливаются, в результате чего суммарные ошибки фазовых состояний могут превышать ошибку квантования фазы $\Delta\varphi_{LSB}/2$.

Целесообразность проведения указанных измерений демонстрируется на примере современных ФВ, изготавливаемых известными производителями. Так для 8-миразрядного ФВ РЕ-44820 [7], значение фазы, устанавливаемое с помощью младшего разряда, равно 1,4°, а среднеквадратичное отклонение (СКО) фазовой ошибки равно около 1°, то есть значение абсолютной ошибки в некоторых фазовых состояниях может превышать значение ошибки квантования $\Delta\varphi_{LSB}/2$.

Сегодня хорошо освоены промышленностью и широко используются ФВ с числом разрядов 3…6, что в большинстве случаев удовлетворяет необходимым требованиям по дискрету переключения луча ФАР. Однако также уже выпускаются и более прецизионные ФВ с числом разрядов, равным 8.



а) б)

Рисунок 2. Структура дискретного ФВ: а) – идеального; б) – с ошибками в разрядах (Error State Bit, ESB, – фазовая ошибка разряда)

Угол, на который отклоняется луч ФАР, определяется её межэлементным расстоянием и числом разрядов ФВ. Фазовый набег между соседними каналами решетки, необходимый для отклонения её луча на угол θ, определяется как

$$\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta, \qquad (2)$$

где d – межэлементное расстояние, равное $d = L/N$, L – размер апертуры ФАР, N – число элементов ФАР, λ – длина волны несущего колебания [2, 3].

Из (2) можно получить значение минимального углового дискрета переключения (перемещения) луча ФАР

$$\Delta\theta = \arcsin\frac{\lambda\Delta\varphi_{LSB}}{2\pi d}, \qquad (3)$$

которое определяет требуемое значение младшего разряда ФВ.

Угловой дискрет установки луча, рассчитанный по формуле (3), для случая межэлементного расстояния $d = \lambda/2$, при котором дифракционные максимумы диаграммы направленности (ДН) ФАР не появляются при сканировании в заданном секторе [2, 3], приведён в таблице 1.

Таблица 1

Число разрядов ФВ	3	4	5	6	7	8
Значение младшего разряда	45°	22,5°	11,25°	5,625°	2,8°	1,4°
Дискрест установки луча при $d = \lambda/2$	14,5°	7,2°	3,6°	1,8°	0,90°	0,44°

Табл. 1 позволяет оценить угловой дискрет, с которым луч ДН может переключаться при использовании ФВ соответствующей разрядности. Однако точность установки луча может оказаться низкой из-за ошибок фазовых состояний ФВ. Чтобы минимизировать влияние этих ошибок на работу ФАР, предлагается использовать алгоритм перестановки фазовых состояний, представленный ниже.

Для этого рассмотрим модель ФВ без ошибок (рис. 2, а) и с ошибками (рис. 2, б). Модель описывается вектором требуемых (идеально квантованных) фазовых сдвигов (состояний) всех разрядов ФВ

$$\boldsymbol{\varphi}^{(PSB)} = \left[\varphi_1^{(PSB)}, \varphi_2^{(PSB)}, ..., \varphi_B^{(PSB)} \right]^{\mathrm{T}} \quad (4)$$

и вектором

$$\boldsymbol{\delta\varphi}^{(ESB)} = \left[\delta\varphi_1^{(ESB)}, \delta\varphi_2^{(ESB)}, ..., \delta\varphi_B^{(ESB)} \right]^{\mathrm{T}} \quad (5)$$

всех ошибок разрядов. Здесь PSB означает Perfect State Bit, т.е. идеальное (расчётное) фазовое значение разряда.

Каждое k-тое фазовое состояние с ошибкой (Phase State Error, PSE) ФВ образуется как

$$\psi_k^{(PSE)} = \sum_{i=1}^{B} \left[m_i^{(k)} \left(\varphi_i^{(PSB)} + \delta\varphi_i^{(ESB)} \right) \right], \quad (6)$$

а каждое k-тое идеальное фазовое состояние, то есть без ошибки (Phase State Perfect, PSP), образуется как

$$\psi_k^{(PSP)} = \sum_{i=1}^{B} m_i^{(k)} \varphi_i^{(PSB)}, \quad (7)$$

где $m_i^{(k)} = \{ 0, 1 \}$ – i-тый разряд ФВ для k-того кода управления состоянием ФВ ($k = 1, 2, ..., 2^B$, $i = 1, 2, ..., B$), $\varphi_i^{(PSB)}$ – идеальное состоянием i-того разряда, см. рис. 2, а), и $\delta\varphi_i^{(ESB)}$ – ошибка состояния разряда i-того разряда, см. рис. 2, б).

Все разряды образуют k-тое состояние вектора управляющего кода

$$\mathbf{m}^{(k)} = \left[m_1^{(k)}, m_2^{(k)}, ..., m_B^{(k)} \right]^{\mathrm{T}}, \quad (8)$$

а все управляющие коды – матрицу (кодовую книгу ФВ)

$$\mathbf{M} = \left[\mathbf{m}^{(1)}, \mathbf{m}^{(2)}, ..., \mathbf{m}^{(2^B)} \right], \quad (9)$$

содержащую 2^B столбцов и B строк.

Накопленные ошибки ФВ для каждого управляющего кода

$$\delta\psi_k^{(PSE)} = \sum_{i=1}^{B} m_i^{(k)} \delta\varphi_i^{(ESB)} \quad (10)$$

могут превышать значение младшего разряда в несколько раз, если ошибки разрядов $\delta\varphi_i^{(ESB)}$ накапливаются с одним и тем же знаком.

Покажем принцип, позволяющий уменьшить эти ошибки на следующем числовом примере. Предположим, что требуется установить фазовый сдвиг, который соответствует младшему разряду 6-тиразрядного ФВ, то есть 5,625°. Допустим, что рассматриваемый ФВ изготовлен с ошибкой +2,375° в младшем разряде. Поэтому фактический сдвиг фазы ФВ будет 5,625° + 2,375° = 8,0°. Однако, если включить все разряды, то теоретический фазовый сдвиг ФВ будет 354,375°. Предположим, что это фазовое состояние имеет +9,625° накопленной ошибки, что превышает значение $\Delta\varphi_{LSB}$. В этом случае фактический фазовый сдвиг ФВ будет 354,375° + 9,625° = 364,0° или 364,0° – 360° = 4,0°. Таким образом, в первом случае необходимый фазовый сдвиг 5,625° устанавливается с ошибкой 2,375°, а во втором случае – с меньшей ошибкой 5,625° – 4,0° = 1,625°.

Данный пример демонстрирует тот факт, что вместо установки первого фазового состояния, которое должно быть 5,625°, но на самом деле 8,0°, лучше, включив все разряды, установить фазовое состояние, которое должно быть 354,375°, но на самом деле будет 4,0°, т.е. ближе к требуемому значению 5,625°.

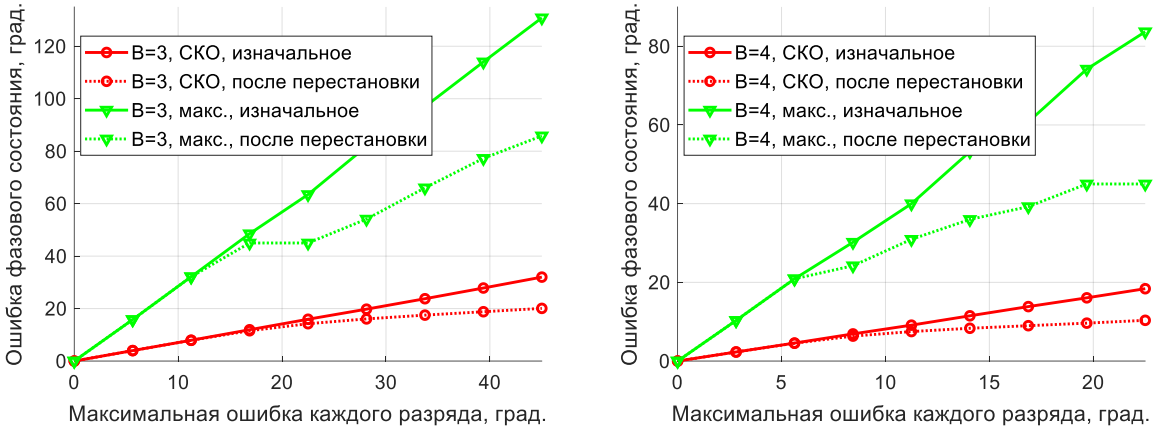
Чтобы использовать эту возможность, значения $\psi_k^{(PSE)}$ всех ФВ ФАР должны быть предварительно измерены, сохранены в кодовой книге, а сами ФВ пронумерованы перед использованием в ФАР. Альтернативно, вышеописанная процедура может проводиться и в уже изготовленной ФАР, если она имеет возможность включить любой выбранный канал и отключить остальные во время этой процедуры. Хотя такая процедура затратная по времени, сегодня ФАР пока еще не являются устройствами массового производства, а потому сортировка ФВ – это не самый дорогостоящий вклад в цену решётки. Использование же более точных значений фаз означает улучшенный контроль ФАР, то есть более точное управление её лучом и меньшее искажение ДН [16]. Таким образом, приведённый пример показывает, что во время калибровки или управления ФАР вместо теоретических квантованных значений фазовых сдвигов лучше использовать те фактические значения, которые являются ближайшими к теоретическим.

Минимальная фазовая ошибка

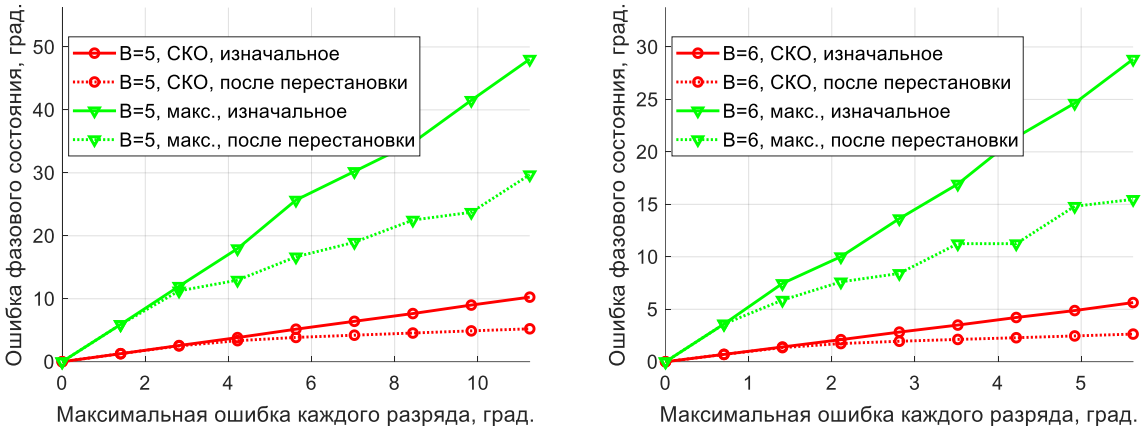
$$\gamma_k = \min \left| \psi_k^{(PSP)} - \psi_l^{(PSE)} \right|_{l=1,\,2,\,\ldots,\,2^B} \qquad (11)$$

ФВ для требуемого k-того фазового состояния $\psi_k^{(PSP)}$ может быть получена путём выбора ближайшего фактического фазового состояния $\psi_l^{(PSE)}$ вместо $\psi_k^{(PSE)}$. В этом случае число $l^{(k)}$, которое минимизирует функцию γ_k, будет использоваться в качестве нового номера вектора управляющего кода для требуемого сдвига $\psi_k^{(PSP)}$ фазы вместо номера k. Таким образом, перестановка векторов управляющих кодов $\mathbf{n}^k = \mathbf{m}^{l^{(k)}}$ формирует новую кодовую книгу ФВ

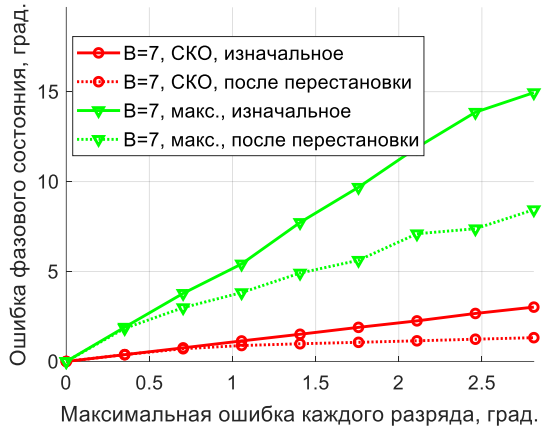
$$\mathbf{N} = \left[\mathbf{n}^{(1)}, \mathbf{n}^{(2)}, \ldots, \mathbf{n}^{(2^B)} \right]. \qquad (12)$$



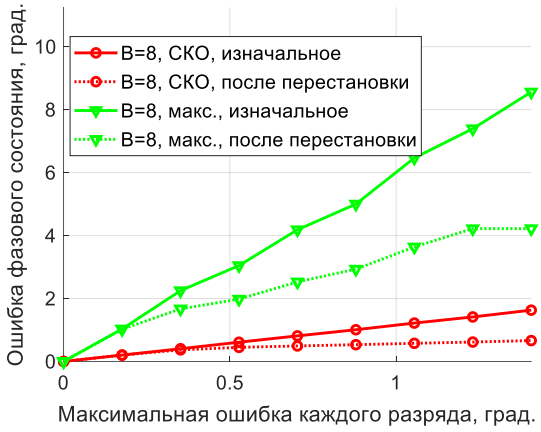
а) б)



в) г)



д)



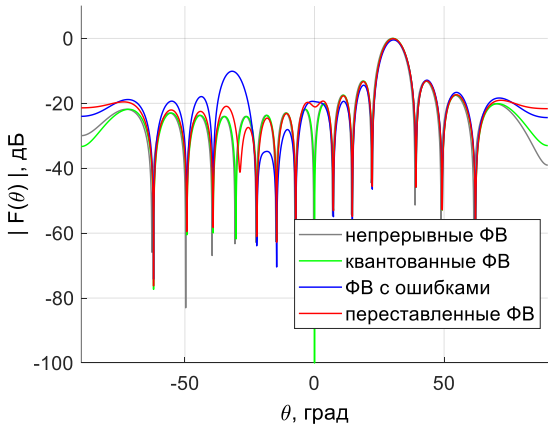
ж)

Рисунок 3. Случайные ошибки: а) 3-х разрядный ФВ; б) 4-х разрядный ФВ; в) 5-ти разрядный ФВ; г) 6-ти разрядный ФВ; д) 7-ми разрядный ФВ; ж) 8-ми разрядный ФВ.

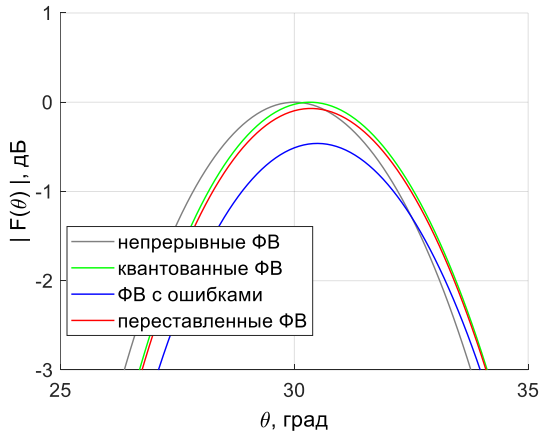
Рисунок 3 демонстрируют примеры работы рассмотренных алгоритмов, полученные путем компьютерного моделирования. Фазовращатели без ошибок моделировались согласно рисунку 2, а), а с ошибками – согласно рисунку 2, б). Фазовые ошибки разрядов, моделируемые как равномерно распределенные в диапазоне $0 \ldots \pm \Delta\varphi_{LSB}$, отложены на горизонтальной оси на рис. 3. Моделирование проводилось для 10000 независимых фазовых состояний $\psi_k^{(PSE)}$, где $k = 1, 2, \ldots, 2^B$ и $i = 1, 2, \ldots, B$.

Из рисунка 3 следует, что ошибка состояния ФВ может достигать значения $\delta\psi_k^{(PSE)} = \Delta\varphi_{LSB} B$, если ошибки разрядов максимальны и имеют одинаковый знак. Из-за перестановки, максимальная ошибка ФВ с может быть уменьшена примерно в 1,5…2 раза, а её СКО может быть уменьшено в 1,6…2 раза. Эффективность предложенного алгоритма увеличивается при увеличении числа разрядов ФВ, поскольку увеличивается число внутренних блоков ФВ, то есть накапливается больше ошибок (см. рисунок 2). Если ошибки разрядов намного меньше значения $\pm\Delta\varphi_{LSB}$, перестановка фазовых состояний не имеет смысла из-за того, что накопленные ошибки $\delta\psi_k^{(PSE)} < \Delta\varphi_{LSB}/2$.

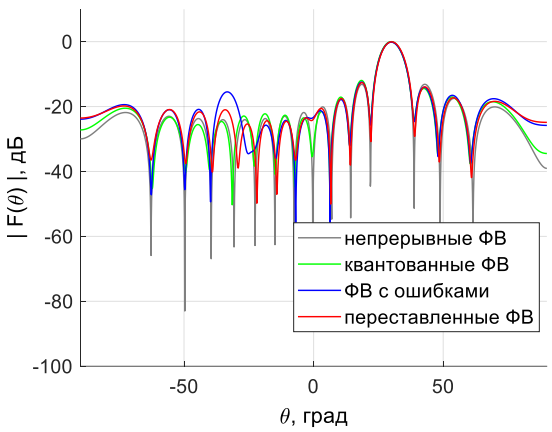
На рисунке 4 приведены примеры влияния перестановки фазовых состояний ФВ в линейной ФАР с межэлементным расстоянием $d = \lambda/2$ и числом элементов (излучателей) $N = 8$ на форму ДН, при ориентации основного луча ДН в направлении $\theta = 30^\circ$. Из рисунка следует, что перестановка позволяет уменьшить выбросы в области боковых лепестков ДН, обусловленные значениями фазовых состояний ФВ, отличных от требуемых и улучшить точность установки основного луча ДН.



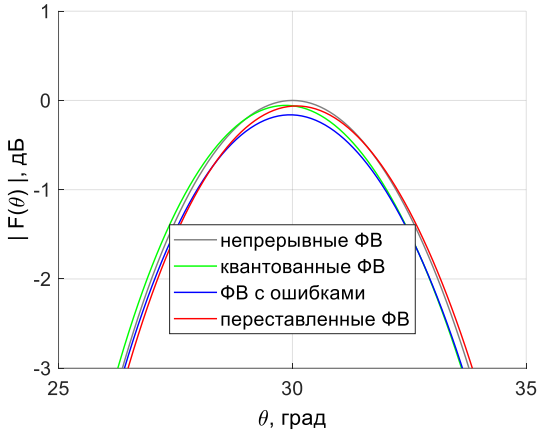
а)



б)



в)



г)

Рисунок 4. Примеры ДН: а), б) $B=3$ разряда; в), г) $B=4$ разряда; слева – в диапазоне углов сканирования, справа – в окрестности главного лепестка.

Литература

1. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решётках. – М.: Радиотехника, 2010. – 144 с.
2. Самойленко В.И., Шишов Ю.А. Управление фазированными антенными решётками. – М.: Радио и связь, 1983. – 240 с.
3. Mailloux R.J. Phased array antenna handbook (3-rd edition). // Artech House, Inc., 2017. – 506 p.
4. Кочемасов В., Шадский В. Твёрдотельные СВЧ-фазовращатели. Часть 1 // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2017. – №1 (00161). – С. 86–100.
5. Кочемасов В., Шадский В. Твёрдотельные СВЧ-фазовращатели. Часть 2 // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2017. – №2 (00162). – С. 78–90.
6. TGP2105-SM 6-18 GHz 6-bit digital phase shifter, Qorvo Inc. https://www.qorvo.com/.
7. PE44820 1.7-2.2 GHz UltraCMOS RF digital phase shifter 8-bit, Peregrine Semiconductor https://www.psemi.com/.
8. HMC642ALC5 9-12.5 GHz GaAs MMIC 6-bit digital phase shifter, Analog Devices https://www.analog.com/.
9. Lan W., Zhong D., Jin D., Yang D., Zhu Z., Jia B. Design of a Ku band 7-bit PIN diode phase shifter // 18th International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT). – 2017. – P. 785–788.
10. Коротецкий Е.В., Шитиков А.М., Денисенко В.В. Методы калибровки фазированных антенных решёток // Радиотехника. – 2013. – № 5. – Р. 95–104.
11. Коммутационный метод измерения характеристик ФАР. Бубнов Г.Г., Никулин С.М., Серяков Ю.Н., Фурсов С.А. – М.: Радио и связь, 1988. – 120 с.
12. Leavitt M.K. A phase adaptation algorithm // IEEE Trans. Antennas and Propagation. – 1976. – Vol. 24. – № 5. – P. 754–756.
13. Sorace R. Phased array calibration // IEEE Trans. Antennas and Propagation. – 2001. – Vol. 49. – № 4. – P. 517–525.
14. Джиган В.И., Курганов В.В. Точность оценки фазовых сдвигов в каналах антенной решётки при использовании алгоритмов, основанных на конечном числе измерений её выходной мощности // Доклады 20-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применения». – Москва, 2019. – Том 1. – С. 116–121.
15. Djigan V.I., Kurganov V.V. Antenna array calibration algorithm based on phase perturbation // Proceedings of the 17-th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS) (Batumi, September 13 – 16, 2019). – Batumi, Georgia. – P. 29–33.
16. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. – М.: Советское радио, 1970. – 384 с.

PHASED ARRAY ACCURACY IMPROVEMENT BY MEANS OF CALIBRATION OF COMMERCIALLY AVAILABLE PHASE SHIFTERS

Prof., DSc, Djigan V.I. [1]; tutor, engin., Kurganov V.V. [2]

[1]Institute for Design Problems in Microelectronics of Russian Academy of Sciences
[2]National Research University of Electronic Technology «MIET»

The paper considers discrete Phase Shifters (PS), which are used in Phased Antenna Arrays (PAA) for beam steering and calibration. One of the reasons of the PAA parameters imperfectness are the errors of PS. The paper considers the PS model, which describes the principle of phase states and phase errors generation. The algorithm of the error reduction, based on the measurement of PS parameters separately or inside PAA and the permutation of the PS control codes, which allows to minimize the errors, is described. The simulation results of the PS with errors and the error reduction by means of control codes permutation are presented. The results of the simulation of PAA and its radiation pattern distortion, caused by errors before and after control codes permutation, are also presented.

_____ ◆ _____

СВЯЗЬ МЕЖДУ АЛГЕБРАИКО-ЧИСЛОВОЙ ПРИРОДОЙ НУЛЕЙ И СТРУКТУРОЙ РЕКУРСИВНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

доц. Лесников В. А., преп. Наумович Т. В., проф. Частиков А. В.

Вятский государственный университет

В последние годы развивается новый подход к синтезу рекурсивных цифровых фильтров с конечной точностью представления используемых данных. В рамках этого подхода уже на этапе функционального синтеза, на котором рассчитываются нули и полюсы, учитывается конечная длина слова, и численные значения нулей и полюсов не искажается на этапе структурного синтеза, на котором, при традиционном подходе, выполняется квантование коэффициентов. Структура любого цифрового фильтра может быть описана топологической матрицей – матрицей, элементы которой являются коэффициентами передачи между узлами структурной схемы. Ранее было установлено, что нули и полюсы рекурсивных цифровых фильтров с конечной длиной слова являются элементами множества алгебраических чисел. Была установлена связь между «тонкой» структурой топологической матрицы и степенью алгебраических чисел, которые являются полюсами цифрового фильтра. В данной работе предприняты шаги к установлению такой связи для нулей фильтра.

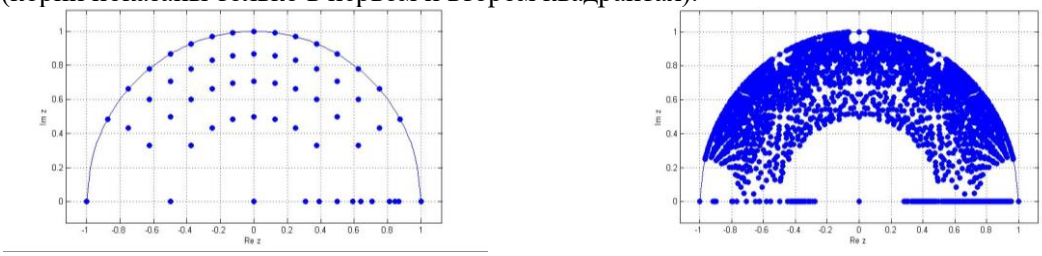
При традиционном подходе к синтезу рекурсивных ЦФ этапе расчета нулей и полюсов (этапе функционального синтеза) конечная длина слова не принимается во внимание. На этапе структурного синтеза выбирается структура, осуществляется ее параметризация (расчет коэффициентов и их квантование) [1]-[3]. Квантование коэффициентов приводит к искажению результатов функционального синтеза и, соответственно, искажению характеристик ЦФ, заданных в спецификации требований. Эти обстоятельства приводят к серьезным затруднениям разработчиков при необходимости синтеза фильтров с экстремальными характеристиками. Несмотря на то что проблема синтеза рекурсивных ЦФ имеет длительную историю [4], теория такого синтеза далека от завершения.

Авторы разрабатывают альтернативный подход [5]-[11], при котором уже на этапе функционального синтеза рассчитываются окончательные значения нулей и полюсов, обеспечивающих выполнение требований к ЦФ. Такая возможность базируется на результатах, полученных в области исследования теоретико-числовых аспектов синтеза рекурсивных ЦФ [12] - [13]. Было установлено, что нули и полюсы практически реализуемых ЦФ являются элементами множества алгебраических чисел соответствующей степени. В дальнейшем понятие степень мы будем использовать применительно к нулям и полюсам.

Максимально возможная степень нулей и полюсов равна порядку фильтра (полагаем, что степени полиномов числителя и знаменателя равны). Но степени нулей и полюсов могут быть меньше, чем порядок фильтра. Они зависят от конкретной структуры ЦФ [14]. Например, нули и полюсы прямой формы (прямой формы I, direct form I) и канонической формы (прямой формы II, direct form II) ЦФ восьмого порядка имеют

восьмую степень. Это справедливо и для соответствующих транспонированных форм. В то же время нули и полюсы классической каскадной формы имеют вторую степень. Классическая параллельная форма характеризуется полюсами второй степени и нулями восьмой степени.

Множества возможных значений нулей и полюсов ЦФ с конечной длиной слова коэффициентов полиномов числителя и знаменателя передаточной функции являются конечными. Но мощности этих множеств при одной и той же разрядности коэффициентов неодинаковы. Увеличение степени корней полинома приводит к резкому увеличению мощности соответствующего множества. На рисунке 1 показаны возможные позиции корней полинома четвертой степени, являющиеся алгебраическими числами соответственно второй и четвертой степени. При этом разрядность коэффициентов полиномов одинакова и равна m=2 (корни показаны только в первом и втором квадрантах).



(а) (б)

Рисунок 1 - Все возможные значения корней полинома четвертой степени, являющихся алгебраическими числами второй (а) или четвертой (б) степени при разрядности коэффициентов m=2

Разрабатываемый авторами подход предусматривает на этапе функционального синтеза определение порядка фильтра n и конкретных значений нулей и полюсов соответствующих степеней, а, следовательно, и определение разрядности дробной части коэффициентов полиномов числителя и знаменателя полиномов передаточной функции (разрядности коэффициентов эквивалентной канонической формы ЦФ n-го порядка).

На последующем этапе структурного синтеза значения нулей и полюсов уже не изменяются и производится генерация структурной схем, обеспечивающих необходимые значения степеней нулей и полюсов. Было показано, что конкретная структура ЦФ заданного порядка n в общем случае не может иметь нули и полюсы с произвольными степенями $n_z \le n$ и $n_p \le n$ [14]. Например, выше уже отмечалось, что нули и полюсы ЦФ, реализованного в классической каскадной форме, не могут иметь степень, большую чем вторую. Установлено, что допустимые степени нулей и полюсов для конкретной структуры ЦФ, полученной в результате генерации, не зависят от рассчитанных на этапе функционального синтеза их значений. Разрабатываемые методики генерация структур должны обеспечить реализацию соответствующих степеней нулей и полюсов.

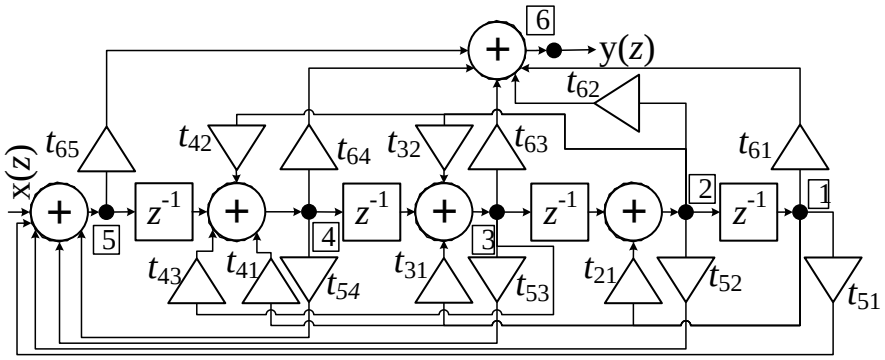


Рисунок 2 - Структура рекурсивного ЦФ четвертого порядка с шестью узлами

Используемый авторами подход к синтезу рекурсивных ЦФ с конечной длиной слова основан на использовании в качестве математической модели структуры ЦФ с числом узлов, равным N, матрицы коэффициентов передачи. Эту матрицу будем называть топологической. Например, структура ЦФ, представленная на рисунке 2, описывается топологической матрицей

$$\mathbf{T}(z)=\begin{bmatrix} 0 & z^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ t_{21} & 0 & z^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ t_{31} & t_{32} & 0 & z^{-1} & 0 & 0 \\ t_{41} & t_{42} & t_{43} & 0 & z^{-1} & 0 \\ t_{51} & t_{52} & t_{53} & t_{54} & 0 & 0 \\ t_{61} & t_{62} & t_{63} & t_{64} & t_{65} & 0 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Работа ЦФ, изображенного на рисунке 2, описывается уравнением [15]

$$\mathbf{Y}(z)=\mathbf{T}(z)\mathbf{Y}(z)+\mathbf{I}x(z), \quad (2)$$

где $\mathbf{Y}(z)$ – вектор z-преобразований последовательностей, вычисляемых в соответствующих узлах структуры, $\mathbf{I}$ – единичная матрица размерностью $N\times N$, $x(z)$ – z-преобразование входной последовательности. Матрица передаточных функций определяется уравнением

$$\mathbf{H}(z)=\left[\mathrm{H}_{ij}(z)\right]=\frac{1}{x(z)}\mathbf{Y}(z)=\left(\mathbf{I}-\mathbf{T}(z)\right)^{-1}. \quad (3)$$

Генерация структур в рамках развиваемого подхода заключается в генерации элементов топологической матрицы. Эта задача имеет слишком большую размерность. Ее решение сопровождается получением большого числа заведомо не подходящих структур. Однако изучение алгебраических свойств топологической матрицы [11] позволило выявить ее “тонкую” структуру, позволяющую осуществлять генерацию более целенаправленно. Например, предложены [16] – [17] процедуры генерации отличающихся от классических канонических структур, характеризуемых минимальным количеством умножителей, сумматоров и блоков задержки.

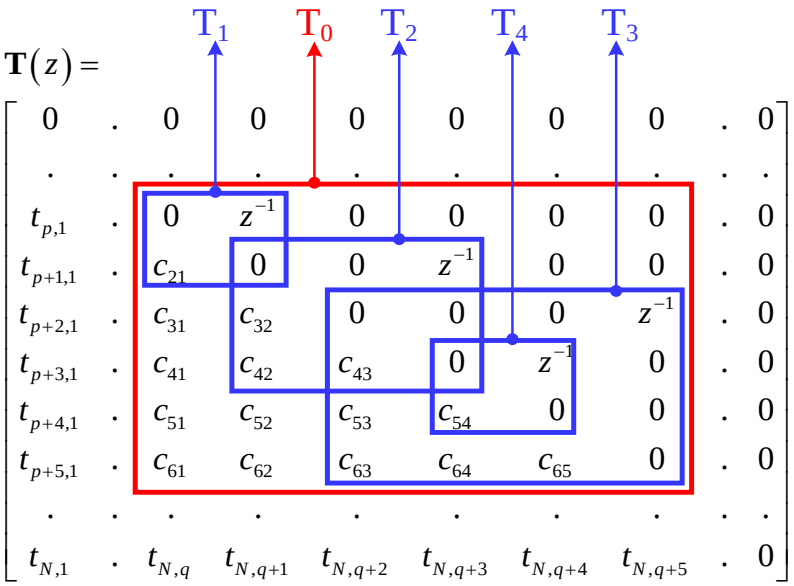


Рисунок 3 – «Тонкая» структура топологической матрицы

В [18], [19] показано, что степень и значение полюсов полностью определяется подматрицами $\mathbf{T}_0$ – квадратными матрицами минимального порядка, подматрицами которых являются квадратные матрицы $\mathbf{T}_i$, первым элементом первой строки которых является элемент главной диагонали топологической матрицы, а последним элементом первой строки – элемент z^{-1}. При этом подматрицы можно упорядочить таким образом, чтобы первая подматрица имела общие элементы с второй, вторая – с третьей, и т. д. В этом случае степень полюсов, описываемых матрицей $\mathbf{T}_0$, равна количеству подматриц $\mathbf{T}_i$. В примере, иллюстрированном рисунком 3, матрица $\mathbf{T}_0$ описывает полюсы, являющиеся алгебраическими числами четвертой степени.

Установить подобную связь между структурой топологической матрицы и степенью нулей не удавалось. В данной работе получены результаты, позволяющие преодолеть этот пробел.

Для этого проанализированы топологические матрицы структур ЦФ восьмого порядка с заданными степенями нулей и полюсов. Рассмотрены нули и полюсы только четных степеней. Исследованным структурам для удобства ссылок присвоены коды, состоящие из двух цифр. Первая цифра относится к

номеру варианта, описывающего множество степеней нулей ЦФ, а вторая – полюсов ЦФ. Все варианты сведены в таблицу 1.

Таблица 1.

Кодирование исследованных структур ЦФ восьмого порядка

		Нули				
		1. {8}	2. {6,2}	3. {4,4}	4. {4,2,2}	5. {2,2,2,2}
Полюсы	1. {8}	(1,1)	(2,1)	(3,1)	(4,1)	(5,1)
	2. {6,2}	(1,2)	(2,2)	(3,2)	(4,2)	(5,2)
	3. {4,4}	(1,3)	(2,3)	(3,3)	(4,3)	(5,3)
	4. {4,2,2}	(1,4)	(2,4)	(3,4)	(4,4)	(5,4)
	5. {2,2,2,2}	(1,5)	(2,5)	(3,5)	(4,5)	(5,5)

Вариант 1 относится к корням полинома восьмой степени. Вариант 2 описывает шесть корней шестой степени и два корня второй степени, вариант 3 – восемь корней четвертой степени, вариант 4 – четыре корня четвертой степени и четыре корня второй степени, вариант 5 – восемь корней второй степени. Классические структуры описываются кодами (1,1), (5,5), (1,5). Код (1,1) соответствует ЦФ восьмого порядка, реализованного в прямой форме (прямой форме I, транспонированной прямой форме I, прямой форме II, транспонированной прямой форме II). Код (5,5) описывает последовательное соединение четырех звеньев второго порядка, код (1,5) – параллельную форму. Коды (2,2), (3,3), (4,4) соответственно описывают каскадное соединение прямых форм ЦФ шестого и второго порядка, двух ЦФ четвертого порядка, одного ЦФ четвертого порядка и двух ЦФ второго порядка.

Описание других структур:

(1,2) – параллельное соединение прямых форм ЦФ шестого порядка и ЦФ второго порядка;

(1,3) – параллельное соединение двух прямых форм ЦФ четвертого порядка;

(1,4) – параллельное соединение ЦФ четвертого порядка и двух ЦФ второго порядка

(2,4) – каскадное соединение параллельной структуры, состоящей из ЦФ четвертого и второго порядков, и ЦФ второго порядка;

(2,5) –параллельная структура из трех звеньев второго порядка последовательно соединена с ЦФ второго порядка;

(3,4) – последовательное соединение ЦФ четвертого порядка и параллельной структуры из звеньев второго порядка;

(3,5) – последовательное соединение двух параллельных структур, состоящих из звеньев второго порядка;

(4,5) – последовательное соединение двух ЦФ второго порядка и параллельной структуры из двух звеньев второго порядка.

Формирование остальных структур понятно из описания структуры (5,3). Ее передаточная функция описывается следующим образом:

$$\mathrm{H}(z) = b_0 \frac{\left(z^2 + b_{11}z + b_{21}\right)\left(z^2 + b_{12}z + b_{22}\right)\left(z^2 + b_{13}z + b_{23}\right)\left(z^2 + b_{14}z + b_{24}\right)}{\left(z^4 + a_{11}z^2 + a_{21}z + a_{31}\right)\left(z^2 + a_{12}z + a_{22}\right)\left(z^2 + a_{13}z + a_{23}\right)}. \qquad (4)$$

Анализ топологических матриц рассмотренных структур позволил обнаружить закономерности группирования коэффициентов, формирующих полиномы числителей передаточных функций звеньев, составляющих эти структуры. В качестве примера на рисунке 5 представлена тонкая структура топологической матрицы для структуры (3,5), показанной на рисунке 4. Эти коэффициенты формируются в кластеры, связанные с подматрицами, определяющими степени полюсов. В матрице, изображенной на рисунке 5, кластер, являющийся вектором-строкой $[b_{21}\ \ b_{11}\ \ 0\ \ b_{22}\ \ b_{12}\ \ 0]$, связан с двумя подматрицами, определяющими четыре полюса второго порядка. Поэтому этот кластер определяет четыре нуля четвертой степени. Аналогично кластер $[b_{23}\ \ b_{13}\ \ 0\ \ b_{24}\ \ b_{14}\ \ 0]$ также определяет четыре нуля четвертой степени. Таким образом, эта структура позволяет сформировать восемь полюсов второй степени и восемь нулей четвертой степени.

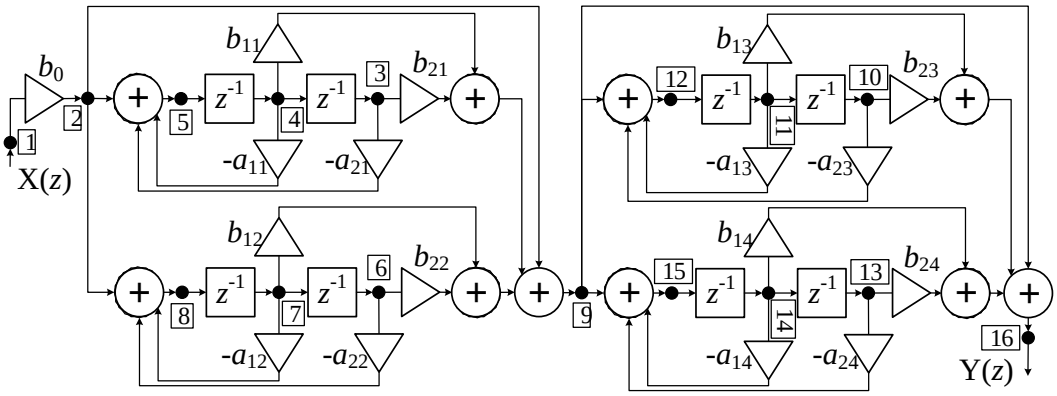


Рисунок 4 –ЦФ со структурой (3,5)

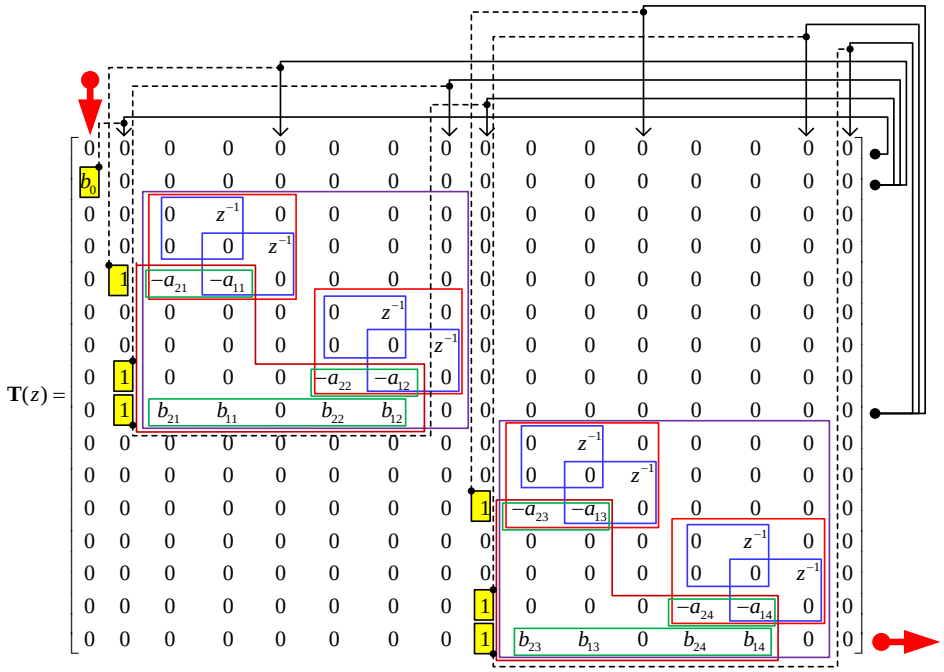


Рисунок 5 – «Тонкая» структура топологической матрицы ЦФ (3,5)

Для транспонированных структур эти кластеры имеют вид векторы-столбцы. Векторы-строки описывают конфигурации умножителей, выходы которых подаются на сумматор, в то время как векторы-столбцы описывают конфигурации умножителей с общим входом. По-видимому, такие конфигурации не исчерпывают все способы формирования нулей заданной степени. В общем случае, если в структуре задействованы все элементы топологической матрицы, расположенные ниже главной диагонали, то степень нулей равна порядку фильтра. Ясно, что данная структура обладает очень высокой избыточностью (количество коэффициентов фильтра значительно превосходит количество коэффициентов передаточной функции в канонической форме. Снижение избыточности (переход к разреженной матрице) приводит к уменьшению степени нулей. Полученные результаты будут использованы при создании автоматизированной системы структурного синтеза, реализующей разрабатываемый новый подход к синтезу рекурсивных ЦФ с конечной длиной слова.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант 18-07-00986).

Литература

1. Hess W. Digitale Filter: eine Einführung // Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, 1993.
2. Antoniou A. Digital Signal Processing: Signals, Systems, and Filters // New York: McGraw-Hill, 2006.
3. Schlichthärle D. Digital Filters: Basics and Design // Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2011.
4. Rader C. Dsp History –The rise and fall of recursive digital filters // IEEE Signal Processing Magazine. – 2006.

- Vol. 23. - № 6. Pp. 46–49.
5. Lesnikov V., Chastikov A., Naumovich T., Armishev S. A new paradigm in design of IIR digital filters // IEEE East-West Design and Test Symposium (EWDTS 2010). St. Petersburg. 17-20 Sept. 2010. P. 282-285.
6. Lesnikov V., Chastikov A., Naumovich T., Armishev S. Implementation of a new paradigm in design of IIR digital filters // IEEE East-West Design and Test Symposium (EWDTS 2010). St. Petersburg. 17-20 Sept. 2010. P. 156-159. DOI: 10.1109/EWDTS.2010.5742051.
7. Лесников В.А., Наумович Т. В., Частиков А.В. Новый подход к проектированию рекурсивных цифровых фильтров // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем - 2010. Сб. трудов / под общ. ред. академика А.Л. Стемпковского. М.: ИППМ РАН, 2010. С. 466-471. URL: http://www.mes-conference.ru/data/year2010/papers/m10-6-57111.
8. Лесников В.А., Наумович Т.В. Структурный синтез цифровых фильтров. Киров: Вятский государственный университет. - 2006. – 196 с.
9. Лесников В.А., Наумович Т.В. Структурный синтез цифровых фильтров. Киров: О-краткое. - 2008. – 160 с.
10. Лесников В.А., Наумович Т.В., Частиков А.В. Синтез рекурсивных цифровых фильтров с конечной длиной слова: проблемы и их решения // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем. 2018. Выпуск 4. С. 89-97.
11. Lesnikov V., Naumovich T., Chastikov A. Synthesis of recursive digital filters with finite word length: problems and their solutions // Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development. Issue III. - Moscow: IPPM RAS. - 2019, Pp. 46-53. URL: http://www.mes-conference.ru/books/proc-MES-2019-p3.pdf.
12. Lesnikov V., Naumovich T. Number-theoretic and algebraic aspects of structural synthesis of digital filters // GSPx-2004, The International Embedded Solutions Event (The Embedded Signal Processing Conference). - Santa Clara, CA, USA, September 27 - 30, 2004 (paper number: 1374).
13. Лесников В.А., Наумович Т.В., Решетников С.М., Частиков А.В. Алгебраико-числовая природа нулей и полюсов рекурсивных цифровых фильтров // Глобальный научный потенциал. – 2011. - № 9. – С. 52 – 55.
14. Lesnikov V., Naumovich T., Chastikov A. Number-theoretical analysis of the structures of classical IIR digital filters // 2018 7th Mediterranean Conference on Embedded Computing, MECO 2018. - Budva, Montenegro. - 10-14 June 2018. – 4 p.
15. Lesnikov V., Naumovich T., Chastikov A. The relationship between the representation of a IIR digital filter in the state space and the description by the topological matrix // 2019 24th Conference of Open Innovations Association (FRUCT). – Moscow, Russia. - 8-12 April 2019. – 6 p.
16. Лесников В. А., Наумович Т. В., Частиков А. В. Синтез новых канонических структур рекурсивных цифровых фильтров второго порядка // Инфокоммуникационные технологии. 2009. Т. 7. № 1. С. 17-20.
17. Lesnikov V.A., Naumovich T.V., Chastikov A.V., Armishev S.V. A generation of canonical forms for design of IIR digital filters // 2011 9th East-West Design & Test Symposium (EWDTS). Sevastopol, Ukraine. 9-12 Sept. 2011. P. 282-285.
18. Lesnikov V., Naumovich T., Chastikov A., Armishev S. Interrelation between coefficients of transfer function, form of a topological matrix and complexity of the IIR digital filter with any structure // GSPx-2006, Multicore Applications (The International Signal Processing Conference). - Santa Clara, Ca, USA. - October 30 – November 2, 2006 (ISBN 0-9728718-3-7, paper number: 3139).
19. Lesnikov V., Naumovich T., Chastikov A. Classification of structures of IIR digital filters // IEEE East-West Design and Test Symposium (EWDTS 2015). - Batumi, Georgia. - 26-29 Sept. 2015.

INTERRELATION BETWEEN ALGEBRAIC NUMBER NATURE OF ZEROS AND STRUCTURE OF IIR DIGITAL FILTERS

V. Lesnikov, T. Naumovich, A. Chastikov

Vyatka State University

In recent years, a new approach to the synthesis of recursive digital filters with a finite word length has been developing. In the framework of this approach, the finite word length is considered already at the stage of functional synthesis, at which zeros and poles are calculated. The numerical values of zeros and poles are not distorted at the stage of structural synthesis, where, in the traditional approach, the quantization of coefficients is performed. The structure of any digital filter can be described by a topological matrix — a matrix whose elements are transmission

coefficients between the nodes of the structural diagram. It was previously established that the zeros and poles of recursive digital filters with a finite word length are elements of the set of algebraic numbers. The relationship between the “fine” structure of the topological matrix and the degree of algebraic numbers, which are the poles of the digital filter, has been established. In this paper, attempts are made to establish such a connection for filter zeros.

ЗНАКОВЫЕ МНОГОКАНАЛЬНЫЕ АДАПТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

к.т.н., доц. Линович А.Ю.

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина

Разработан алгоритм настройки многоскоростных адаптивных систем, в котором дополнительное снижение вычислительных затрат достигается за счёт исключения операций умножения. В XX веке были предложены адаптивные алгоритмы, в которых вместо умножения входного сигнала на сигнал ошибки достаточно было учитывать арифметические знаки сигналов. Такие адаптивные алгоритмы, получившие название знаковых алгоритмов, позволяли экономить на операциях умножения и хорошо работали в присутствии импульсных помех. Но для обычных условий работы они были мало пригодны, так как имели очень низкую скорость настройки. Показано, что применение тех же идей при построении многоскоростных адаптивных фильтров уже не так сильно снижает скорость адаптации и точность настройки. При этом наблюдается значительное снижение вычислительных затрат за счёт исключения операций умножения. При выводе знаковых адаптивных алгоритмов критерий минимума среднеквадратической ошибки заменяется критерием минимума модуля сигнала ошибки. Производная от модуля может принимать всего два значения, отличающихся только арифметическим знаком. Отсюда возникает всё множество знаковых адаптивных алгоритмов.

Для высокоскоростных систем, предназначенных для решения задач эхо-компенсации и выравнивания частотных характеристик, необходимы адаптивные алгоритмы, позволяющие, с одной стороны, выполнять быструю настройку, а с другой стороны, не требующие больших объёмов вычислительных затрат. В XX веке такими считались алгоритм наименьших средних квадратов (НСК или LMS) и алгоритм НСК с нормировкой по мощности входного сигнала (ННСК или NLMS) [1 – 3].

К сожалению, при сильно выраженных корреляционных свойствах, когда в спектре наблюдаются значительные перепады мощности, скорость сходимости этих алгоритмов заметно снижается. Поэтому вместо обычных алгоритмов НСК и ННСК стали использовать алгоритмы аффинных проекций и многоскоростные адаптивные фильтры (МАФ), характерным свойством которых является декорреляция. Кроме того, в случае высоких эквивалентных порядков МАФ оказываются более экономными по вычислительным затратам, чем обычные алгоритмы НСК и ННСК.

Для большей экономии вычислительных затрат в XX веке были предложены адаптивные алгоритмы, в которых вместо умножения входного сигнала на сигнал ошибки достаточно было учитывать арифметические знаки одного из сигналов или обоих сигналов [4 – 8]. Такие адаптивные алгоритмы, получившие название знаковых алгоритмов, позволяли экономить на операциях умножения и хорошо работали в присутствии импульсных помех. Но для обычных условий работы они были мало пригодны, так как имели очень низкую скорость настройки.

В XXI веке развитие теории многоскоростных адаптивных систем возродило знаковые алгоритмы. Было показано, что применение тех же идей при построении МАФ уже не так сильно снижает скорость адаптации и точность настройки. При этом наблюдается даже значительное снижение вычислительных затрат за счёт исключения операций умножения [9, 10].

При выводе знаковых адаптивных алгоритмов критерий минимума СКО $E\{|e[nT]|^2\}$ заменяется критерием минимума модуля сигнала ошибки (нормы L_1): $E\{|e[nT]|\}$. Производная от модуля может принимать всего два значения, отличающихся только арифметическим знаком. Отсюда возникает всё множество знаковых адаптивных алгоритмов. Известны и другие критерии: например в [11] рассматривается комбинированный критерий, в который одновременно входят и модуль, и квадрат сигнала ошибки (нормы L_1 и L_2).

Воспользуемся описанной в [12] схемой МАФ с интеграцией адаптивных ядер в подсистему анализа (рисунок 1). Особенность такого МАФ состоит в том, что во всех M каналах фильтрация выполняется с использованием одного и того же цифрового адаптивного фильтра с вектором весовых коэффициентов (ВВК) $\mathbf{w}[nT]$, обновление которого происходит на пониженной частоте дискретизации.

Пусть $d[nT]$ — обучающий сигнал. МАФ порядка $N_{экв}$ должен настроить ВВК $\mathbf{w}$ таким образом, чтобы минимизировать модуль ошибки $e[nT]$, определяемой разностью между известным обучающим сигналом $d[nT]$ и восстановленным сигналом $y[nT]$, который появляется на выходе МАФ. Если массивы отсчётов, содержащихся в линиях задержки адаптивного блока МАФ в момент времени nT, обозначить как $\mathbf{x}_m[nT]$, где m — порядковый номер канала подсистемы анализа A_1, который принимает значения от нуля до $M-1$, то в многоканальной структуре, принимая во внимание децимацию (обрабатывается только каждый ν-й отсчёт), можем записать $y_m[nT_m] = \mathbf{w}^{\mathrm{T}}[nT_m]\mathbf{x}_m[nT_m]$.

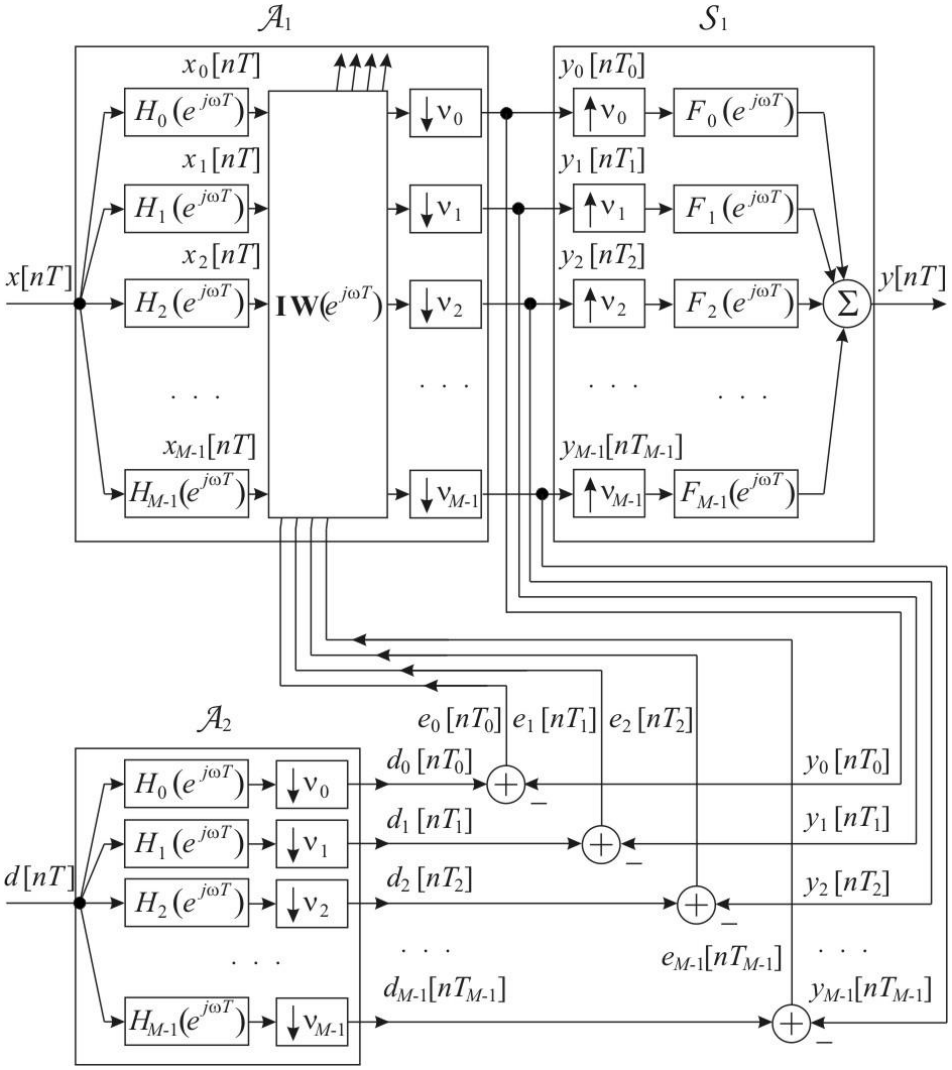


Рисунок 1. Упрощённая схема МАФ с интеграцией адаптивных ядер в подсистему анализа

Получим правило обновления ВВК $\mathbf{w}$. Пусть для упрощения все каналы МАФ функционируют на одной частоте дискретизации, то есть обрабатываются синхронно. Критерием качества настройки МАФ выберем норму L_1 изменения ВВК:

$$\Phi(\mathbf{w}[(n+1)T_0]) = \left\| \mathbf{w}[(n+1)T_0] - \mathbf{w}[nT_0] \right\|_1. \qquad (1)$$

Вводим M ограничений:

$$d_m[nT_0] = \mathbf{w}^{\mathrm{T}}[(n+1)T_0]\mathbf{x}_m[nT_0], \forall m = \overline{0, M-1}. \qquad (2)$$

Методы решения задачи нахождения условного минимума (или максимума) функции нескольких переменных при наличии уравнений связи описаны во многих учебниках по высшей математике [13 – 16].

Введём $2M$ неопределённых вещественных коэффициентов (множителей Лагранжа) и на основе выражений (1) и (2) составим функцию

$$\Phi(\mathbf{w}[(n+1)T_0]) = \sum_{m=0}^{M-1} \lambda_m \left(d_m[nT_0] - \mathbf{w}^{\mathrm{T}}[(n+1)T_0]\mathbf{x}_m[nT_0] \right), \qquad (3)$$

где λ_m — m-й множитель Лагранжа.

Для нахождения точки минимума достаточно вычислить первую производную по $\mathbf{w}[(n+1)T_0]$, приравнять её к нулевому вектору и решить полученное уравнение:

$$\frac{\partial\Phi(\mathbf{w}[(n+1)T_0])}{\partial\mathbf{w}[(n+1)T_0]} = \operatorname{sgn}(\mathbf{w}[(n+1)T_0] - \mathbf{w}[nT_0]) - \sum_{m=0}^{M-1}\lambda_m\mathbf{x}_m[nT_0] = 0, \qquad (4)$$

где

$$\operatorname{sgn}(x) \equiv \begin{cases} 1 & при \quad x > 0, \\ 0 & при \quad x = 0, \\ -1 & при \quad x < 0. \end{cases} \qquad (5)$$

Решая данное уравнение и принимая во внимание очевидное равенство:

$$\|\mathbf{x}_m[nT_0]\|_1 = \operatorname{sgn}(\mathbf{x}_m^{\mathrm{T}}[nT_0])\,\mathbf{x}_m[nT_0], \qquad (6)$$

получим правило обновления ВВК предлагаемого МАФ:

$$\mathbf{w}[(n+1)T_0] = \mathbf{w}[nT_0] + \mu\sum_{m=0}^{M-1}\frac{\mathbf{x}_m[nT_0]}{\|\mathbf{x}_m[nT_0]\|_1}e_m[nT_0]. \qquad (7)$$

Получившееся соотношение напоминает по форме правило обновления весовых коэффициентов комплексного алгоритма ННСК. Параметр μ представляет собой шаг адаптации алгоритма. Чем меньше μ, тем точнее выполняется настройка, но тем дольше продолжается переходный процесс.

С учётом введённых ранее обозначений получаем алгоритм настройки знакового МАФ (таблица 1).

Таблица 1

Алгоритм настройки знакового МАФ

Выполняемые действия	Затраты (умн./отс.)
Операции, выполняемые для отсчётов nT = 0, T, 2T, 3T, … на частоте дискретизации входного сигнала $F_{кв}$	
1) Разделение входного и обучающего сигналов на компоненты подсистемой анализа: $x_m[nT] = \mathbf{h}_m^{\mathrm{T}}\mathbf{x}[nT], m = \overline{0, M-1}$, $d_m[nT] = \mathbf{h}_m^{\mathrm{T}}\mathbf{d}[nT], m = \overline{0, M-1}$.	$N_a M$ $\frac{N_a M}{\nu}$
2) Объединение компонентов выходного сигнала подсистемой синтеза: $y[nT] = \sum_{m=0}^{M-1}\mathbf{g}_m^{\mathrm{T}}\mathbf{y}_m[nT]$.	$\frac{N_c M}{\nu}$
Операции, выполняемые для отсчётов nT_0 = 0, T_0, 2T_0, 3T_0, … на пониженной частоте дискретизации $F_{кв}/\nu$	
1) Вычисление компонентов выходного сигнала и оценка сигналов ошибки: $y_m[nT_0] = \mathbf{w}^{\mathrm{T}}[nT_0]\mathbf{x}_m[nT_0], e_m[nT_0] = d_m[nT_0] - y_m[nT_0], m = \overline{0, M-1}$.	$\frac{N_{экв} M}{\nu}$
2) Обновление ВВК: $\mathbf{w}[(n+1)T_0] = \mathbf{w}[nT_0] + \mu\sum_{m=0}^{M-1}\frac{\operatorname{sgn}(\mathbf{x}_m[nT_0])\,e_m[nT_0]}{\delta + \mathbf{x}_m^{\mathrm{T}}[nT_0]\operatorname{sgn}(\mathbf{x}_m[nT_0])}$.	1

При описании алгоритма использованы следующие обозначения. M — число каналов МАФ, $N_{экв}$ — порядок эквивалентного адаптивного фильтра, работающего без понижения частоты дискретизации и воспроизводящего равную по длине импульсную характеристику, N_a — порядок фильтров подсистемы анализа, N_c — порядок фильтров подсистемы синтеза, ν — коэффициент децимации. Малая положительная константа δ вводится для того, чтобы повысить устойчивость алгоритма в случае приёма сигнала малой мощности [17].

Полученный алгоритм можно дополнительно улучшить, отстранив от участия в вычислениях малые отсчёты входных сигналов проверкой условия

$$x_m[nT_m] < \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N} x_m[(n-k)T_m], \qquad (8)$$

как это предложено в [12].

Для проведения экспериментов воспользуемся стандартной моделью канала связи, описанной в [18]. Пусть входной сигнал представляет собой авторегрессионный процесс 2-го порядка, количество каналов M = 4.

Результаты имитационного моделирования (рисунок 2) подтверждают незначительное ухудшение точности и скорости настройки при переходе от обычной структуры МАФ к знаковым алгоритмам настройки МАФ. Показаны результаты экспериментов для трёх разных значений шага адаптации: μ = 0,05, μ = 0,2 и μ = 1. В каждом эксперименте сравнивались три структуры МАФ (рисунок 1), отличающиеся алгоритмами настройки адаптивных ядер: в первой структуре настройка проводилась по обычному алгоритму ННСК, во второй — по простому знаковому алгоритму (таблица), в третьей — по улучшенному знаковому алгоритму с отбраковкой малых отсчётов по условию (8).

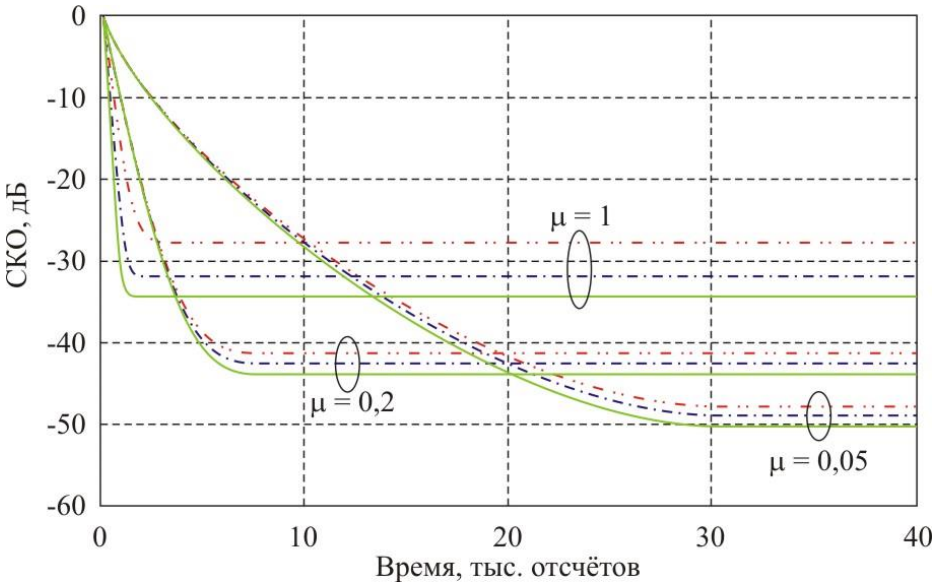


Рисунок 2. Сравнение обычного МАФ на основе ННСК (сплошная линия) и знаковых МАФ (пунктир)

Отличие между тремя алгоритмами не превышало нескольких децибел (рисунок 2). Знаковые алгоритмы (показаны пунктиром) в каждом эксперименте немного отставали по точности и скорости адаптации. Причём знаковый алгоритм с дополнительной процедурой отбраковки малых отсчётов входных сигналов превосходил по точности и скорости знаковый алгоритм, не использующий такой процедуры.

Основной целью использования знаковых алгоритмов настройки является снижение вычислительных затрат за счёт исключения операций умножения. Оценки объёмов вычислительных затрат для 8-канальных МАФ (M = 8) показывают двукратную экономию, достигаемую при использовании знакового алгоритма при эквивалентном порядке $N_{экв}$ = 1000.

Результаты проведённых экспериментов свидетельствуют о том, что использование знаковых алгоритмов для настройки МАФ при незначительном снижении точности позволяет существенно (в 1,5…2 и более раз) снизить объём вычислительных затрат. Особенно следует отметить высокую устойчивость знаковых МАФ по отношению к действию импульсных помех.

Государственное задание № 8.8445.2017/БЧ Минобрнауки на 2017 — 2019 гг. высшим учебным заведениям и научным организациям в сфере научной деятельности.

Литература

1. Адаптивные фильтры / [Грант П. М., Коуэн К. Ф. Н., Фридлендер Б. и др.]; Под ред. К. Ф. Н. Коуэна, П. М. Гранта; Пер. с англ. Н. Н. Лихацкой; Под ред. [и с предисл.] С. М. Ряковского. — М.: Мир, 1988. — 388 с.

2. Уидроу Б. и др. Комплексная форма алгоритма НСКО // ТИИЭР. — 1975. — № 3. — С. 49 – 51.
3. Widrow B., Stearns S. D. Adaptive signal processing. — Upper Saddle River (N. J.): Prentice-Hall, 1985. — XVIII, 474 c.
4. Duttweiler D. L. Adaptive filter performance with nonlinearities in the correlation multipliers // IEEE Transactions on acoustics, speech, signal processing. — 1982. — Vol. 30, № 8. — P. 578 – 586.
5. Gersho A. Adaptive filtering with binary reinforcement // IEEE Transactions on information theory. — 1984. — Vol. 30, № 3. — P. 191 – 199.
6. Koike S, Analysis of adaptive filters using normalized signed regressor LMS algorithm // IEEE Transactions on signal processing. — 1999. — Vol. 47, № 10. — P. 2710 – 2723.
7. Nagumo J., Noda A. A learning method for system identification // IEEE Transactions on automat. contr. — 1967. — № 12. — P. 282 – 287.
8. Sethares W. A. Adaptive algorithms with nonlinear data and error functions // IEEE Transactions on signal processing. — 1992. — Vol. 40, № 9. — P. 2199 – 2206.
9. Ni J., Li F. Variable regularization parameter sign subband adaptive filter // Electronics letters. — 2010. — Vol. 64. — P. 1605 – 1607.
10. Shin J., Yoo J., Park P. Variable step-size sign subband adaptive filter // IEEE Signal processing letters. — 2013. — Vol. 20. — P. 173 – 176.
11. Кириллов С. Н., Виноградов О. Л., Лоцманов А. А. Алгоритмы адаптации цифровых фильтров в радиотехнических устройствах: учеб. пособие. — Рязань: Рязан. гос. радиотехн. акад., 2004. — 80 с.
12. Линович А. Ю. Методы многоскоростной обработки сигналов в многоканальных адаптивных фильтрах с самоорганизующейся структурой: эквалайзеры с динамическим выбором каналов // Цифровая обработка сигналов. — 2011. — № 1. – С. 28 – 37.
13. Акулич И. Л. Математическое программирование в примерах и задачах. — М.: Высш. шк., 1986. — 319 с.
14. Зорич В. А. Математический анализ. Часть I. — 3-е изд., испр. и доп. — М.: МЦНМО, 2001. — 664 с.
15. Пантелеев А. В., Летова Т. А. Методы оптимизации в примерах и задачах: учеб. пособие. — М.: Высш. шк., 2002. — 544 с.
16. Пискунов Н. С. Дифференциальное и интегральное исчисление для втузов. — М.: Физматгиз, 1963. — 856 с.
17. Певзнер Л. Д., Чураков Е. П. Математические основы теории систем: учеб. пособие. — М.: Высш. шк., 2009. — 503 с.
18. Dogancay K., Tanrıkulu O. Adaptive filtering algorithms with selective partial updates // IEEE Trnsactons on circuits and systems II. Analog and digital signal processing. — 2001. — Vol. 48. — P. 762 – 769.

SIGNED MULTIRATE ADAPTIVE FILTERS

Linovich A.Yu.

Ryazan State Radio Engineering University named after V. F. Utkin

Signed algorithms of multirate adaptive filtering are designed. In XX century series of adaptive algorithms which take into consideration only signs of samples instead of multiplications of input signal samples by error signal samples were proposed. These adaptive algorithms called also signed algorithms allow saving multiplication operations and demonstrate good robustness to impulsive noise. However in ordinary conditions they were of little use because of very low rate of the adaptation. In this paper it is proved that the same ideas have much more better effect in the multirate adaptive filtering. The rate of adaptation and accuracy are higher and computational complexity is much less. In signed adaptive algorithm developments the least-mean-square criterion is replaced by least-mean-module criterion as is the convention. The derivative of module can possess just two values which differ by arithmetical sign only. This implyies all set of signed adaptive algorithms.

КОРРЕЛОГРАММНАЯ ЦИФРОВАЯ ОЦЕНКА СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ ИНТЕРВАЛЬНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТА БИНАРНОГО СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ СИГНАЛОВ

проф. Якимов В.Н., преп. Машков А.В.

Самарский государственный технический университет

Рассматривается цифровой алгоритм для оценки спектральной плотности мощности непрерывных сигналов. Данный алгоритм разработан на основе коррелограммного метода с применением сглаживающих корреляционных окон. Для преобразования сигнала в цифровой код используется бинарное стохастическое квантование по уровню. Результат бинарного стохастического квантования интерпретируется как последовательность интервалов времени, определяемых сменой значения уровня квантования. Такой подход обеспечил аналитическое вычисление интегральных операторов при переходе к дискретным вычислительным процедурам, что привело к снижению числа операций умножения в цифровом виде и исключило необходимость предварительного вычисления оценок корреляционной функции. Все это повышает оперативность цифрового спектрального анализа. В качестве примера рассмотрено применение нескольких наиболее известных корреляционных окон.

Спектральный анализ и его приложения нашли широкое применение при исследовании частотного состава сигналов, имеющих вероятностный характер. В условиях статистической неопределенности таких сигналов спектральный анализ предполагает получение оценки спектральной плотности мощности (СПМ), представляющей собой распределение средней мощности сигнала в пределах интересующей полосы частот.

Одним из наиболее известных и распространенных методов оценивания СПМ является классический коррелограммный (косвенный) метод [1,2]. Согласно этому методу процедура оценивания СПМ сигнала $X(t)$ осуществляется с использованием оценок его корреляционной функции (КФ) и весовых функций (корреляционных окон) $w(\tau)$. С учетом четности КФ и весовых функций коррелограммная оценка СПМ имеет вид:

$$\hat{S}_{XX}(f) = 2\int_0^T w(\tau)\hat{R}_{XX}(\tau)\cos 2\pi f\tau d\tau, \qquad (1)$$

где $\hat{R}_{XX}(\tau)$ – оценка КФ анализируемого сигнала $X(t)$; T – длительность интервала времени проведения спектрального анализа.

В настоящее время в виду известных преимуществ цифровой техники коррелограммный метод оценивания СПМ осуществляется в цифровом виде. При этом классические алгоритмы, реализующие этот метод, традиционно получены путем дискретизации с равномерным шагом по времени непрерывной коррелограммной оценки СПМ. Выполнение таких алгоритмов приводит к необходимости выполнения трех относительно самостоятельных процедур [1,2]. Предварительно вычисляется последовательность дискретных оценок КФ. Затем выполняется операция взвешивания полученных оценок КФ с отсчетами корреляционного окна. На завершающем этапе непосредственно вычисляется оценка СПМ. Такой трехэтапный процесс оценивания СПМ требует выполнения многочисленных многоразрядных операций цифрового умножения, что приводит к существенным временным затратам.

В большинстве случаев чтобы повысить эффективность цифровой обработки сигналов прибегают к использованию более высокопроизводительных средств вычислительной техники или оптимизации программного кода. Однако такой подход не обеспечивает принципиально качественного решения оперативности спектрального анализа.

Таким образом, разработка цифрового алгоритма реализации коррелограммного метода, обеспечивающего повышение вычислительной оперативности и позволяющего с необходимой точностью и частотным разрешением получать оценки СПМ, является актуальной задачей.

Эффективно решить поставленную задачу можно за счет специальной подготовки исходных данных в цифровом виде. В соответствии с этим в качестве первичного преобразования анализируемого сигнала предлагается использовать бинарное стохастическое квантование, которое позволяет осуществлять грубое двухуровневое квантование без систематической погрешности [3-5]. Результат такого квантования можно записать в следующем виде:

$$z(t) = +1, \text{ если } x(t) \geq \xi(t);\ z(t) = -1, \text{ если } x(t) < \xi(t);$$

где $x(t)$ – реализация исследуемого сигнала $X(t)$; $\xi(t)$ – вспомогательный случайный сигнал, который выполняет функцию стохастического порога квантования и равномерно распределен в пределах от $-\xi_{max}$ до $+\xi_{max}$.

Значение величины $\xi_{\max}$ с вероятностью близкой к единице должно быть больше максимально возможного по абсолютной величине значения наблюдаемой реализации $x(t)$.

В пределах интервалов времени $0 \le t \le T$ и $0 \le t \le 2T$ для предварительно центрированной (т.е. с нулевым средним значением) анализируемой реализации $\overset{o}{x}(t)$ с использованием двух независимых процедур бинарного стохастического квантования получим два результата квантования $z_1(t)$ и $z_2(t)$. Отметим, что $z_1(t)$ и $z_2(t)$ можно рассматривать как непрерывные во времени сигналы, которые ограниченны по уровню значениями «-1» и «+1» [5]. В качестве оценки $\hat{R}_{XX}(\tau)$ для $0 \le \tau \le T$ возьмем несмещенную оценку следующего вида [6-9]:

$$\hat{R}_{XX}(\tau) = \xi_{\max}^2 T^{-1} \int_0^T z_1(t) z_2(t+\tau) dt . \quad (2)$$

Подставим оценку (2) в (1). Тогда получаем:

$$\hat{S}_{XX}(f) = 2\xi_{\max}^2 T^{-1} \int_0^T z_1(t) \int_0^T z_2(t+\tau) w(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau dt . \quad (3)$$

Введем обозначения:

$$g(\tau, f) = w(\tau) \cos 2\pi f \tau . \quad (4)$$

$$A(t, f) = \int_0^T g(\tau, f) z_2(t+\tau) d\tau . \quad (5)$$

С учетом (4) и (5) будем иметь:

$$\hat{S}_{XX}(f) = 2\xi_{\max}^2 T^{-1} \int_0^T z_1(t) A(t, f) dt . \quad (6)$$

Результат квантования $z_1(t)$ можно однозначно представить с помощью его значения в начальный момент времени квантования $t_0 = 0$ и отсчетов времени, в которые происходит последовательная смена уровня квантования [5]. В соответствии с этим для $z_1(t)$ получаем $z_1(t_0)$ и $\left\{ t_i^{z_1} : 1 \le j \le I-1 \right\}$, а также $t_0^{z_1} = t_0 = 0$, $t_I^{z_1} = T$. Очевидно, что $z_1(t)$ в пределах интервалов времени $t_i^{z_1} \le t \le t_{i+1}^{z_1}$ остается постоянным и принимает значение «-1» или «+1. С учетом этого интеграл по переменной *t* в (6) можно представить в виде суммы интегралов:

$$\hat{S}_{XX}(f) = 2\xi_{\max}^2 T^{-1} z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \int_{t_i^{z_1}}^{t_{i+1}^{z_1}} A(t, f) dt . \quad (7)$$

Используя метод численного интегрирования, для $\Delta t_i = t_{i+1}^{z_1} - t_i^{z_1}$ получаем:

$$\hat{S}_{XX}(f) = 2\xi_{\max}^2 T^{-1} z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \Delta t_i A(t_i^{z_1}, f) . \quad (8)$$

Из (8) следует, что дальнейшая разработка цифрового алгоритма для вычисления оценки СПМ требуется разработка процедуры вычисления $A(t_i^{z_1}, f)$. Сделав формальную замену переменой интегрирования в (5), для $A(t_i^{z_1}, f)$ будем иметь:

$$A(t_i^{z_1}, f) = \int_{t_i^{z_1}}^{T + t_i^{z_1}} z_2(\tau) g(\tau - t_i^{z_1}, f) d\tau . \quad (9)$$

Как и в случае с $z_1(t)$ динамику изменения во времени $z_2(t)$ представим с помощью начального значения $z_2(t_0)$ и отсчетов времени $\left\{ t_j^{z_2} : 1 \le j \le J-1 \right\}$ на интервале $0 \le t \le 2T$, в которые происходит смена его значений. При этом $t_0^{z_2} = t_0 = 0$, $t_J^{z_2} = 2T$. В пределах интервалов времени $t_j^{z_2} \le t \le t_{j+1}^{z_2}$ $z_2(t)$ остается постоянным и имеет значение «-1» или «+1. С учетом этого интеграл по переменной τ в (9) можно представить в виде суммы интегралов:

$$A(t_i^{z_1},\, f) = z_2(t_i^{z_1}) \sum_{j=m(l)}^{m(l)+r(l)} (-1)^{j-m(l)} \int_{t_j^{z_2}}^{t_{j+1}^{z_2}} g(\tau - t_i^{z_1},\, f)\, d\tau\,, \tag{10}$$

где $t_{m(l)}^{z_2} = t_i^{z_1}$ и $t_{m(l)+r(l)+1}^{z_2} = T + t_i^{z_1}$; $\left\{ t_{m(l)+1}^{z_2}, t_{m(l)+2}^{z_2}, \ldots, t_{m(l)+r(l)}^{z_2} \right\} \in [t_i^{z_1}; T + t_i^{z_1}]$.

Сделав формальную замену переменной интегрирования в (10), получаем:

$$A(t_i^{z_1},\, f) = z_2(t_i^{z_1}) \sum_{j=m(l)}^{m(l)+r(l)} (-1)^{j-m(l)} \int_{t_j^{z_2} - t_i^{z_1}}^{t_{j+1}^{z_2} - t_i^{z_1}} g(\tau,\, f)\, d\tau\,. \tag{11}$$

Из (4) следует, что $g(\tau, f)$ является детерминированной и непрерывной функцией на интервале $0 \le t \le T$. Тогда существует такая непрерывная функция $G(\tau, f)$, для которой на этом интервале выполняется условие дифференцируемости (т.е. она имеет производную в любой его точке). В соответствии с этим будем иметь [10]:

$$dG(\tau,\, f) = g(\tau,\, f)\, d\tau\,. \tag{12}$$

С учетом (12) после интегрирования по переменной τ (11) примет вид:

$$A(t_i^{z_1},\, f) = z_2(t_i^{z_1}) \sum_{j=m(l)}^{m(l)+r(l)+1} (-1)^{j-m(l)+1} \lambda_j G(t_j^{z_2} - t_i^{z_1},\, f)\,. \tag{13}$$

В (13) $\lambda_j = 1$, если $j = m(l)$ и $j = m(l) + r(l) + 1$; $\lambda_j = 2$, если $m(l) + 1 \le j \le m(l) + r(l)$.

Подставив (13) в (8) и введя обозначение $\Delta T_{ji} = t_j^{z_2} - t_i^{z_1}$, получаем:

$$\hat{S}_{XX}(f) = 2\xi_{\max}^2 T^{-1} z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \Delta t_i z_2(t_i^{z_1}) \sum_{j=m(l)}^{m(l)+r(l)+1} (-1)^{j-m(l)+1} \lambda_j G(\Delta T_{ji},\, f)\,. \tag{14}$$

Предельно возможное разрешение по частоте равно $\Delta f = 1/T$. Тогда для $f_k = k\Delta f$ имеем:

$$\hat{S}_{XX}(f_k) = 2\xi_{\max}^2 T^{-1} z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \Delta t_i z_2(t_i^{z_1}) \sum_{j=m(l)}^{m(l)+r(l)+1} (-1)^{j-m(l)+1} \lambda_j G(\Delta T_{ji},\, f_k)\,. \tag{15}$$

Соотношение (15) можно непосредственно использовать для вычисления оценок СПМ. При этом вычисления оценок КФ не требуется. Практическая реализация (15) связана только с выполнением логических операций и операций суммирования и вычитания дискретных значений функции $G(\tau, f)$, которая вычисляется аналитически, и ее вид определяется только видом используемого корреляционного окна. В качестве примера в таблице 1 для некоторых наиболее известных корреляционных окон представлены функции $G(\tau, f)$ [10,11].

На основе (15) разработан цифровой алгоритм и соответствующий программный модуль с учетом его комплексирования в составе многофункционального программного обеспечения статистических измерительных систем [12]. Экспериментальные исследования проводились на основе имитационного моделирования бинарного стохастического квантования. Модель реализации сигнала представляла собой аддитивную смесь гармонических составляющих с нормированными частотами $f_k^{\mu} \in]0;\, 0{,}5]$ и амплитудами $A_k \in]0;\, 1]$, начальные фазы φ_k которых задавались равномерно распределенными в пределах от $-\pi$ до $+\pi$. Аддитивный шум *e(t)* представлял собой белый шум с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. В частности такая модель содержала семь гармонических составляющих, параметры которых приведены в таблице 2. На рисунке 1 для примера представлены нормированные оценки СПМ в децибелах, полученные для окон Бартлетта и Хана.

Таблица 1

Классические корреляционные окна и функции $G(\tau, f)$

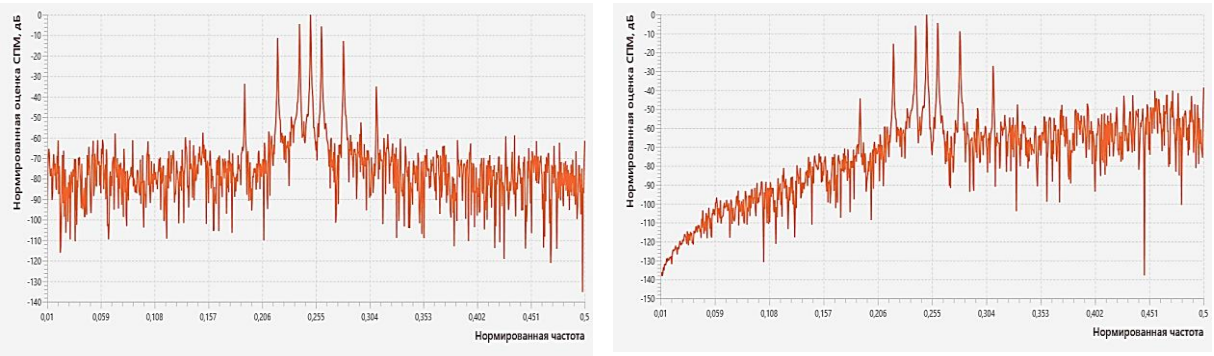
Окно	$w(\tau)$	$G(\tau, f)$
Естественное	$\begin{cases} 1, & \lvert\tau\rvert \le T; \\ 0, & \lvert\tau\rvert > T. \end{cases}$	$\dfrac{\sin 2\pi f\tau}{2\pi f}$

Бартлетта (треугольное)	$\begin{cases} 1-\dfrac{\lvert\tau\rvert}{T}, & \lvert\tau\rvert \le T; \\ 0, & \lvert\tau\rvert > T. \end{cases}$	$\left(1-\dfrac{\tau}{T}\right)\dfrac{\sin 2\pi f\tau}{2\pi f}-\dfrac{1}{T}\dfrac{\cos 2\pi f\tau}{(2\pi f)^2}$
Окно Хана: $M=1$, $a_0=0{,}5 \;\; a_1=0{,}5$.	$\begin{cases} a_0+\sum\limits_{m=1}^{M} a_m \cos\dfrac{m\pi\tau}{T}, & \lvert\tau\rvert \le T; \\ 0, & \lvert\tau\rvert > T. \end{cases}$	$\dfrac{1}{2\pi}\sum\limits_{m=0}^{M} a_m\left(\dfrac{\sin\pi\alpha\tau}{\alpha}+\dfrac{\sin\pi\beta\tau}{\beta}\right)$ $\alpha=(2f-m\Delta f)$ $\beta=(2f+m\Delta f)$
Окно Хэмминга: $M=1$, $a_0=0{,}54$, $a_1=0{,}46$.		
Окно Блэкмана: $M=2$, $a_0=0{,}42$, $a_1=0{,}5$, $a_2=0{,}08$.		

Таблица 2

Параметры гармонических составляющих

k	A_k^2	f_k^2	$A_k^2 / A_{\max}^2$, дБ
1	0,15	0,19	-16,48
2	0,5	0,22	-6,02
3	0,75	0,24	-2,5
4	1,0	0,25	0
5	0,75	0,26	-2,5
6	0,5	0,28	-6,02
7	0,15	0,31	-16,48



а) окно Бартлетта (треугольное) б) окно Ханна

Рисунок 1. Нормированные оценки СПМ

Приведенные примеры показывают, что с помощью разработанного цифрового алгоритма, можно с высокой точностью и разрешением по частоте осуществлять вычисление оценок СПМ сложного по составу сигнала. При этом не требуется формировать многоразрядные отсчеты анализируемого сигнала, а также не требуется предварительного вычисления оценок КФ и осуществлять операцию их взвешивания с отсчетами корреляционного окна, что свойственно классическим алгоритмам. Это существенно расширяет область применения разработанного алгоритма для решения задач, предполагающих оценивание спектрального состава сигналов.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 19-08-00228 А).

Литература

1. Marple, Jr., S. Lawrence. Digital Spectral Analysis with Applications: Second Edition. – Dover Publications Inc., 2019. – 432 p.

2. Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schafer. Discrete-Time Signal Processing: 3rd Edition. Publisher: Prentice Hall, 2009. – 1108 p.
3. Max J. Methodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques. Tome 1. Principes generaux et methodes classiques. – Paris: Masson, 1996. – XXVII-355 p.
4. Мирский Г.Я. Характеристики стохастической взаимосвязи и их измерения. – М.: Энергоиздат, 1982. – 320 с.
5. Якимов В.Н. Цифровой комплексный статистический анализ на основе знакового представления случайных процессов // Известия самарского научного центра РАН. – 2016. – Т. 18. – № 4(7). – С. 1346-1353.
6. Якимов В.Н. Цифровой корреляционный анализ на основе интервального представления результата знакового преобразования случайных процессов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2001. – №11. – С. 61-66.
7. Якимов В.Н Цифровой спектральный анализ на основе знакового двухуровневого преобразования непрерывных случайных процессов и асимптотически несмещенной оценки корреляционной функции // Измерительная техника. –2005. –№ 12. –С. – 18-23.
8. Якимов В. Н. Структурное проектирование цифровых коррелометров для оперативного корреляционного анализа на основе знакового аналого-стохастического квантования // Измерительная техника. – 2007. – № 4. – С. 6-11.
9. Якимов В. Н. Цифровое оценивание спектральной плотности мощности на основе знакового стохастического квантования непрерывных процессов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2001. – № 12. – С. 60-64.
10. Якимов В.Н., Машков А.В. Оценивание спектральной плотности мощности на основе коррелограммного метода с использованием бинарного знакового аналого-стохастического квантования случайного процесса // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2017. – № 10. – С. 60-66. (1)
11. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Оконные функции для гармонического анализа сигналов: Издание 2-е, перераб. и доп. – М.: Техносфера, 2016. – 208 с.
12. Якимов В.Н., Машков А.В., Желонкин А.В. Специализированное программное обеспечение измерительной системы для оперативного оценивания спектрального состава многокомпонентных процессов // Программные продукты и системы. – 2019. – Том 32, № 1. – с. 159-166.

CORRELOGRAM DIGITAL ESTIMATION OF POWER SPECTRAL DENSITY BASED ON INTERVAL REPRESENTATION OF THE RESULT OF BINARY STOCHASTIC QUANTIZATION OF SIGNALS

Professor Yakimov V.N., lecturer Mashkov A.V.

Samara State Technical University

A digital algorithm for estimating the power spectral density of continuous signals is considered. This algorithm is developed on the basis of the correlation method using smoothing correlation Windows. Binary stochastic quantization is used to convert a signal into a digital code. The result of binary stochastic quantization is interpreted as a sequence of time intervals that are determined by changing the value of the quantization level. This approach provided analytical calculation of integral operators in the transition to discrete computational procedures. This reduced the number of digital multiplication operations and eliminated the need for preliminary calculation of correlation function estimates. All this increases the efficiency of digital spectral analysis. As an example, we have considered the use of several of the most well-known correlation Windows.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЕКТОРА ОТСЧЕТОВ ГАУССОВСКОГО СИГНАЛА

д.т.н. Егоров В.В.[1,2], д.т.н. Лобов С.А.[1,2], к.т.н. Мингалев А.Н.[1,2]

[1]АО Российский институт мощного радиостроения,
[2]Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.

Рассматривается алгоритм моделирования гауссовского случайного вектора, характеризуемого тёплицевой матрицей. Для снижения объема вычислений производится факторизация тёплицевой матрицы на две блочно-единичные матрицы и матрицу дискретного преобразования Фурье. Показано, что вместо преобразования Фурье может быть использовано преобразование Хартли, что снижает объем вычислений. Для обеспечения положительной определенности тёплицевой матрицы, формируемой на основе функций случайного процесса, предложена операция коррекции порождающего вектора матрицы. Для моделирования последовательностей произвольной длины используется метод моделирования условных случайных процессов.

Широкое использование методов компьютерного моделирования для оценки ожидаемых показателей помехоустойчивости беспроводных систем передачи информации в нестационарных радиоканалах требует разработки новых эффективных методов моделирования случайных чисел с заданным законом распределения, а также случайных процессов и полей. Традиционные методы моделирования случайных процессов, основанные на фильтрации белого гауссовского шума и последующем нелинейном преобразовании, обладают рядом существенных недостатков [1,2]. Так использование рекурсивных фильтров не требует значительных вычислительных затрат, но вид автокорреляционных функций случайного процесса при этом ограничивается суммой экспонент. Применение нерекурсивных фильтров требует значительных вычислительных затрат, что бывает недопустимым. Несмотря на значительное количество работ, проблема разработки быстродействующих алгоритмов моделирования случайных процессов продолжает оставаться актуальной. Так в радиотехнической практике часто возникает необходимость моделирования конечного числа отсчетов случайного процесса – случайного вектора, задаваемого корреляционной функцией. Использование известных методов, состоящих в нахождении порождающей матрицы случайного вектора путем факторизации корреляционной матрицы, являющейся тёплицевой, связано со значительными вычислительными затратами, а операция формирования случайного вектора требует умножения порождающей матрицы на вектор независимых гауссовских случайных чисел.

Использование аппарата быстрых дискретных ортогональных преобразований (ДОП) для моделирования конечных последовательностей ($\xi_0,\ldots,\xi_{N-1}$) равноотстоящих отсчетов вещественного стационарного гауссовского сигнала $\xi(t)$ в ряде случаев приводит к более эффективным по сравнению с традиционными методами вычислительным алгоритмам [3]. При этом статистические свойства получаемой последовательности определяются энергетическим спектром. В радиотехнических приложениях обычно требуется формировать последовательности с заданной корреляционной функцией

$$M\{\xi_n,\xi_m\}=\rho_{|n-m|};\quad M\{\xi_n\}=0;\ M\{\xi_n{}^2\}=1;\quad n,m\in\overline{0,N-1} \qquad (1)$$

Точное выполнение условий (1) для конечных последовательностей, образованных с помощью ДОП случайного спектра, в общем случае невозможно. Например, применение дискретного преобразования Фурье (ДПФ) ограничивает возможный вид корреляционных матриц формируемых последовательностей классом циркулянтных матриц [4]. В данной работе теоретически обосновывается метод генерирования корреляционных последовательностей с помощью ДОП и оценивается погрешность воспроизведения функций.

1. Задача состоит в определении матрицы $A_{N\times N'}$ ($N'\geq N$) линейного преобразования, позволяющего формировать из вектора отсчетов белого гауссовского шума $S=(s_0,\ldots s_{N'-1})$ вектор $\xi=AS$ с требуемыми статистическими свойствами (1).

Матрица А должна удовлетворять соотношению

$$M\{\xi\xi^T\}=AA^T=R;\qquad R=\{\rho_{[n-m]}\} \qquad (2)$$

2. Представим тёплицеву матрицу R в виде [3] $R=BRB^T$, где $B=|I_N \,\vdots\, 0_N|$; R-циркулянтная матрица [4] размером $2N$ с элементами первой строки $\{\rho_n\}_{n=0}^{2N-1}=(1,\rho_1,\ldots\rho_{N-1},0,\rho_{N-1},\ldots\rho_1)$; I_N , 0_N –соответственно единичная и нулевая матрицы размером N .

Для матрицы *R* справедливо соотношение

$$R = \Phi^{-}\Lambda_1\Phi^{+}, \qquad (3)$$

в котором Φ^{+}, Φ^{-} - матрицы прямого и обратного ДПФ, Λ_1=diag(λ_0,… λ_N, λ_{N-1},…. λ_1) –диагональная матрица собственных значений матрицы *R* [4].

$$\lambda_n = \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{k=0}^{2N-1} \widetilde{\rho_N} \exp\left(j\frac{\pi}{N}kn\right), \quad n = \overline{0,2N-1.} \qquad (4)$$

Введем обозначение $\Lambda = diag\{\sqrt{\lambda_n}\}_{n=0}^{2N-1}$. Из соотношения (3) следует вещественность спектра матрицы *R*. Если ее собственные значения неотрицательные, то *R* можно записать в виде произведения:

$$R = \Phi^{-}\Lambda_1\Phi^{+}, (\Phi^{-}\Lambda_1\Phi^{+},)^T = CC^T, \qquad (5)$$

где матрица $C = \Phi^{-}\Lambda_1\Phi^{+}$, имеет элементы (5)

$$c_{mn} = \frac{1}{\sqrt{2N}}\left[\lambda_0 + 2\sum_{k=1}^{N-1}\cos\frac{\pi k}{N}(m-n)\sqrt{\lambda_k}\right] \qquad (6)$$

Таким образом, матрица R удовлетворяет соотношению (2) при *A=BC*.

3. Рассмотрим вычислительные аспекты моделирования ξ в предположении неотрицательности собственных чисел $\{\sqrt{\lambda_n}\}_{n=0}^{2N-1}$, определяемых формулой (4) (случай, когда это условие не выполняется, рассмотрен ниже).

Алгоритм на основе ДПФ. Моделирование вектора $\xi = B\Phi^{-}\Lambda_1\Phi^{+}S$ состоит из следующих этапов.

Вырабатываются независимые гауссовские числа с нулевым средним значением и единичной дисперсией $\{a_i\}_{i=0}^{N}$, $\{b_i\}_{i=1}^{N-1}$, из которых формируется реализация комплексного вектора $S = \Phi^{+}S = \{\dot{s_n}\}_{n=0}^{2N-1}$;

$$\dot{s_n} = \begin{cases} a_n, & n = 0; n = N; \\ {}^{1}/_{\sqrt{2}}(a_n + jb_n), n = \overline{1,N-1} \\ {}^{1}/_{\sqrt{2}}(a_{2N-n} - jb_{2N-n}), n = \overline{N+1,2N-1} \end{cases}$$

Компоненты вектора *S* умножаются на весовые коэффициенты, задаваемые матрицей Λ: $S_1=\Lambda S$.

Находится обратное ДПФ от вектора S_1: $S_2 \rightarrow \Phi^{-}S_1$.

Определяется вектор $\xi=BS$, представляющий собой N первых компонент вектора S_2.

Замечание: Если с некоторого номера m<N-1 коэффициенты корреляции $\rho_k < \varepsilon$, k=m÷N-1, где $\varepsilon>0$ – требуемая точность воспроизведения корреляционных свойств дискретизированного сигнала $\xi(t)$, то компоненты s_{2k}, k=0÷2N-m, вектора S_2 удовлетворительно аппроксимируют моделируемый сигнал на интервале [0,2N-m].

При реализации алгоритма на ЭВМ необходима работа с комплексными числами, что снижает эффективность моделирования.

Алгоритм на основе дискретного преобразования Хартли (ДПХ). Прямое и обратное ДПХ размером *N* [5] задается матрицей *H* с элементами $h_{mn} = \frac{1}{\sqrt{N}}\left(\cos\frac{2\pi}{N}mn + \sin\frac{2\pi}{N}mn\right)$. Вектор $S_2=CS$ можно представить в виде циклической свертки $S_2 = C \otimes S$, где C=(c_{00},c_{01},…..,$c_{0\,2N-1}$) – 2N–четный сигнал, заданный на интервале [0,2N-1] [6]. Четность сигнала *C* следует из (6) так как $c_{0n}=c_{02N-n}$, n≥1. Поскольку в базисе Хартли спектр свертки двух сигналов, один из которых четный, равен произведению спектров [5], вектор ξ можно представить в виде $\xi=BH\Lambda HS$. Моделирование вектора ξ выполняется как и для алгоритма на основе ДПФ при замене Φ^{+} и Φ^{-} на *H*, причем реализация вектора *S=HS* формируется из действительных случайных чисел $\{a_n\}_{n=0}^{2N-1}$: $\dot{s_n} = a_n$. В работе [5] разработан алгоритм быстрого вычисления ДПХ и показано, что он требует меньшего числа элементарных операций (по сравнению с ДПФ) за счет отсутствия действий с комплексными числами.

4. В общем случае матрица *R*, сформированная из элементов ковариационной матрицы *R*, не является неотрицательно определенной. В качестве простейшего примера рассмотрим случай N=2, $\rho_n=\exp(-\alpha^2n^2)$. При

малых значениях $\alpha^2<<1$ из (4) получим $\lambda_2= \alpha^2-0,5<0$. Для гауссовской корреляционной функции такая ситуация сохраняется и в том случае, если N>2, причем замена нулевых элементов матрицы *R* на ρ_N не ликвидирует указанное явление, возникающее за счет усечения корреляционной функции при переходе к конечному интервалу. В этих условиях поступим следующим образам. Скорректируем коэффициенты корреляции так, чтобы собственные числа λ_n были заведомо положительными, и оценим погрешность аппроксимации.

Будем исходить из связи корреляционной функции бесконечной последовательности $\{\xi_n\}_{n=-\infty}^{\infty}$ с ее спектральной плотностью мощности, которая с точностью до постоянного множителя имеет вид [7].

$$V(\varpi) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \rho_k \exp(-j\varpi k)$$

Определим скорректированные коэффициенты корреляции как обратное ДПФ от вектора $\{v_n\}_{n=0}^{2N-1}$ отсчетов $V(\varpi)$ на частотах $\varpi=\pi n/N$, n=[0,2N-1]:

$$\widehat{\rho_n} = \beta \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{2N-1} \rho_k \, exp\left\{-j\frac{\pi}{N}m(k-n)\right\} = \beta \sum_{m=-\infty}^{\infty} \rho_{n+2mn} \qquad (7)$$

где

$$\beta = \left(1 + 2\sum_{m=1}^{\infty} \rho_{2mN}\right)^{-1}$$

нормирующий множитель. Погрешность аппроксимации коэффициентов корреляции

$$\Delta_N = \rho_n - \widehat{\rho_N} = \beta \sum_{m=-\infty}^{\infty} (\rho_n \rho_{2mN} - \rho_{n+2mN})$$

Матрица *R* с элементами первой строки $\{\tilde{\rho}_n\}_{n=0}^{2N-1} = (1, \tilde{\rho}_1 \ldots . \tilde{\rho}_{N-1}, \tilde{\rho}_N, \tilde{\rho}_{N-1}, \ldots . \tilde{\rho}_1)$ положительно определена, и для моделирования вектора ξ с скорректированной корреляционной функцией (7) может быть применена методика п.3.

Следует отметить, что разработанный метод формирования вектора отсчетов стационарного случайного процесса позволяет моделировать вектор отсчетов нестационарного гауссовского процесса, приводимого к стационарному путем преобразования $\xi(t)=\sigma(t)\xi_0(t)+m(t)$, где $\xi_0(t)$ –нормированный гауссовский процесс с нулевым средним значением и корреляционной функцией $\rho(\tau)$. Подобное представление позволяет осуществить моделирование последовательности произвольной длины путем моделирования нормального случайного процесса с заданными начальными значениями.

В этом случае зависимости $m(t)$ и $\sigma(t)$ известны [8] и определяются видом корреляционной матрицы *R*. Также разработанный метод имитации вектора отсчетов гауссовского нормированного случайного процесса является основой для имитации векторов отсчетов случайных процессов функций связанных с гауссовским процессом (релеевского, Накагами и др.)

Разработанный метод моделирования случайного вектора в спектральной области является весьма быстродействующим, поскольку для умножения матрицы на вектор могут быть использованы алгоритмы быстрого преобразования Фурье или быстрого преобразования Хартли. Такой подход позволяет с малыми вычислительными затратами построить многовариантный компьютерный эксперимент методом распространения результатов моделирования на гауссовских вероятностных мерах [9].

Литература.

1. Бакалов В.П. Цифровое моделирование случайных процессов. М.: САИНС-ПРЕСС, 2002.
2. Лебедев А.Н., Куприянов М.С., Недосекин Д.Д., Чернявский Е.А. Вероятностные методы в инженерных задачах. СПб.: Энергоатомиздат, 2000.
3. Миркин Л.И., Рабинович М.А., Ярославский Л.П. //Журнал вычислительной математики и мат.физики. 1972.Т.12.№5. С.1353.
4. Воеводин В.В., Кузнецов Ю.А. Матрицы и вычисления. М.: Наука, 1984.
5. Беллман Р. Введение в теорию матриц. М.: Наука, 1976.

6. Брейсуэлл Р.Н.//ТИИЭР, 1984. Т.72. №8.С.19.
7. Трахтман А.М., Трахтман В.А. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах. М.: Сов. радио, 1975.
8. Свешников А.А. Прикладные методы теории случайных функций. М.: Наука, 1968.
9. Ермаков С.М., Мелас В.Б. Математический эксперимент с моделями сложных стохастических систем. СПб.: изд. С.-Петербургского университета, 1993.

GAUSSIAN SIGNAL SAMPLE VECTOR SIMULATION

D.Sci. Egorov V.V.[1,2], D.Sci. Lobov S.A.[1,2], Ph.D. Mingalev A.N.[1,2]

[1] Russian Institute for Power Radioengineering
[2] Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

Modeling algorithm of a Gaussian random vector characterized by a Toeplitz matrix is considered. Toeplitz matrix is factorized into two block-unit matrices and a discrete Fourier transform matrix to reduce the amount of computation. It is shown that, Hartley transform can be used instead of Fourier transform to reduce the amount of computation. Matrix generating vector correction is introduced to ensure the positive definiteness of the Toeplitz matrix formed on the basis of the random process functions. Conditional random processes simulation method is used to simulate random length sequences.

ОБ ОДНОМ ПОДХОДЕ К ПОСТРОЕНИЮ АДАПТИВНОГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ УПРАВЛЕНИЯ И НАВИГАЦИИ

доц. Афонин А.А., доц. Михайлин Д.А.,
доц. Сулаков А.С., студ. Москалев А.П.

Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)

В работе приводится подход к решению задачи оптимального оценивания в условиях заранее неизвестных текущих изменений точностных характеристик средств измерения. Неточные данные о характеристиках погрешностей измерений могут привести к существенному ухудшению точности оценивания элементов вектора состояния. Поскольку в процессе работы динамической системы её измерительный комплекс может претерпевать изменения точности, то априорно заложенные данные о статистических характеристиках измерительных средств не всегда соответствуют их реальным текущим значениям. В этой связи, целесообразно дополнить алгоритм калмановской фильтрации процедурой их уточнения, состоящей в определении характеристик обновляемой последовательности для уточнения статистических характеристик ошибок измерения и их учета в матричном дифференциальном уравнении Риккати. Приводятся результаты моделирования, подтверждающие эффективность предложенного подхода.

В рамках широкого ряда актуальных технических задач остро стоит вопрос эффективной оценки параметров динамической системы для формирования качественного управления и наведения, высокоточного решения задач прицеливания, ориентации и навигации, идентификации и коррекции параметров и др. С шестидесятых годов двадцатого века и по настоящее время в этих целях широчайшее применение получила процедура оптимального калмановского оценивания в большинстве своем имеющая высокую эффективность. Однако в ряде распространенных случаев в отличие от классической постановки задачи калмановской фильтрации не все необходимые статистические характеристики динамической системы оказываются заранее известными с достаточной степенью точности. Более того, в процессе ее работы эти характеристики могут меняться, существенно отклоняясь от априорно заданных значений, что обычно приводит к ухудшению качества оценивания, а в некоторых случаях даже к расходимости оптимального фильтра Калмана (ОФК). Для преодоления означенных сложностей с семидесятых годов двадцатого века по сегодняшний день разрабатываются разнообразные подходы к построению алгоритмов

адаптивной фильтрации, дополняющих или совершенствующих традиционный ОФК, к наиболее известным из которых относятся алгоритмы Р. Мехра, А.Г. Язвинского, О.С. Салычева и др. современные варианты [1-3].

В частности, хорошо себя зарекомендовавшим, проверенным временем является алгоритм Язвинского и его модификации, позволяющие с высокой степенью точности оценивать ковариационную матрицу входных шумов системы Q. При этом серьезным недостатком алгоритма является требование точной априорной информации о ковариационной матрице измерительного шума R, которая не всегда доступна. Кроме того, получил известность подход к построению адаптивного фильтра с переменной структурой [4], однако его можно считать эффективным лишь при наличии априорной информации о гипотезе развития оцениваемых процессов. Также, в литературе [5] изложены методы построения адаптивных фильтров, основанные на корректировке матрицы коэффициентов усиления ОФК, посредством поправочного коэффициента, для продуктивного вычисления которого требуется прогноз изменения матрицы R, при этом влияние изменений матрицы Q не учитывается.

Таким образом, в рамках формирования усовершенствованного адаптивного фильтра представляется целесообразным дополнить алгоритм Язвинского новой процедурой оценивания матрицы R для повышения точности его работы и получения полного объема требуемых для нормальной работы ОФК статистических характеристик (R, Q), описывающих поведение динамической системы, параметры которой подлежат оптимальному оцениванию для ее коррекции или управления.

Как и большинство существующих адаптивных алгоритмов, работа предлагаемого варианта основана на анализе свойств обновляемой последовательности T, формируемой на базе вектора измерения z и оценки (^) вектора состояния x:

$$z = Hx + \mu; \tag{1}$$

$$T = z - H\hat{x} = H\varepsilon + \mu, \tag{2}$$

где H – матрица измерения; μ – вектор шумов измерения; $\varepsilon = x - \hat{x}$ — ошибка оценивания x.

При этом для анализа свойств T легко показать, что

$$TT^T = H\varepsilon\varepsilon^T H^T + \mu\mu^T + H\varepsilon\mu^T + (H\varepsilon\mu^T)^{\mathrm{T}}. \tag{3}$$

Исходя из свойств ОФК, имеем выражение для матрицы коэффициентов его усиления

$$K = PH^T R^{-1}; \tag{4}$$

$$\dot{P} = FP + PF^T - PH^T R^{-1} HP + GQG^T,\ P(0) = P_0, \tag{5}$$

где P – матрица ковариации ошибок оценивания x (решение матричного дифференциального уравнения Риккати (5)); F – матрица динамики системы, G – матрица коэффициентов ее шумов. При этом, как известно [5], справедливо соотношение для математического ожидания

$$M[\varepsilon\mu^T] = -KR. \tag{6}$$

Тогда с учетом (4) имеем

$$M[\varepsilon\mu^T] = -PH^T \tag{7}$$

и, переходя к математическому ожиданию (3), получим для T ковариационную матрицу

$$D = M[TT^T] = HPH^T + R - HPH^T - (HPH^T)^{\mathrm{T}} = R - HP^T H^T. \tag{8}$$

Следовательно, обрабатывая традиционными статистическими способами известную на некотором промежутке времени обновляемую последовательность T, нетрудно получить оценку D, на основании которой легко вычислить требуемую оценку R:

$$\hat{R} = \hat{D} + HPH^T, \tag{9}$$

учитывая, что матрица P – симметрическая.

Тогда, по мере набора статистики T можно будет постепенно, в том числе итерационно, уточнять оценку D и на ее основе – оценку R, а на ее базе методом Язвинского – оценку Q для их использования в уравнении Риккати (5) адаптивного ОФК.

Уравнение Риккати адаптивного ОФК можно переписать и в явной форме, непосредственно используя там оценки D и Q

$$\dot{P} = FP + PF^T - PH^T(\hat{D} + HPH^T)^{-1}HP + G\hat{Q}G^T,\ P(0) = P_0. \quad (10)$$

Наибольшие сложности при его решении связаны с обращением матрицы (9), особенно на начальных этапах работы фильтра с ограниченной набранной статистикой и неустановившимися значениями P и K. В этой связи применение описанного алгоритма целесообразно при приближении ОФК к установившемуся режиму работы.

На практике наибольший интерес представляет дискретный вариант алгоритма адаптивного ОФК представленного выше типа. Классический дискретный алгоритм ОФК [6,7] имеет вид:

$$S_k = \Phi_{k-1}P_{k-1}\Phi_{k-1}^T + \Gamma_{k-1}Q_{dk-1}\Gamma_{k-1}^T; \quad (11)$$

$$K_k = S_kH_k^T(H_kS_kH_k^T + R_{dk})^{-1}; \quad (12)$$

$$P_k = (E - K_kH_k)S_k, \quad (13)$$

где k – номер шага (интервала дискретности протяженностью d); S – матрица ковариации ошибок экстраполяции; Ф – переходная матрица динамической системы, Г – матрица влияния ее шумов; E – единичная матрица; $Q_d=Q/d$, $R_d=R/d$ – корреляционные матрицы дискретных белых шумов, соответствующих условию статистической эквивалентности непрерывной системы и ее дискретного аналога. Эквивалентность корреляционных свойств непрерывной и дискретной систем [7] получается из условия сопоставления их матриц ковариации в дискретные моменты времени t_k:

$$P_k = P(t_k). \quad (14)$$

Из условия статистической эквивалентности для шума измерения с учетом (8) получим

$$R_d = R/d = (D + HPH^T)/d = D_d + HPH^T/d \quad (15)$$

и, окончательно переходя к дискретной системе, с учетом (14) имеем:

$$R_{dk} = D_{dk} + H_kP_kH_k^T/d, \quad (16)$$

где $D_d=D/d$ – ковариационная матрица дискретной обновляемой последовательности

$$T_k = z_k - H_k\hat{x}_k. \quad (17)$$

По аналогии с непрерывным случаем, статистически обрабатывая последовательность полученных значений T_k, можно вычислять оценки D_d, затем R_d

$$\hat{R}_{dk} = \hat{D}_{dk} + H_kP_kH_k^T/d. \quad (18)$$

и далее Q_d для их использования в алгоритме дискретного адаптивного фильтра.

В итоге, заменяя в первых двух уравнениях (11), (12) дискретного ОФК истинные значения матриц R_d и Q_d на их последние доступные оценки, полученные на основании предыдущего шага решения алгоритма, сохраняя неизменным (13) – третье уравнение алгоритма, для адаптивного ОФК первые два уравнения можно переписать следующим образом:

$$S_k = \Phi_{k-1}P_{k-1}\Phi_{k-1}^T + \Gamma_{k-1}\hat{Q}_{dk-1}\Gamma_{k-1}^T; \quad (19)$$

$$K_k = S_kH_k^T(H_kS_kH_k^T + \hat{D}_{dk-1} + H_{k-1}P_{k-1}H_{k-1}^T/d)^{-1}. \quad (20)$$

Для исследования возможностей нового адаптивного алгоритма было проведено имитационное моделирование его работы применительно к инерциально-спутниковой системе навигации. Исследовалось влияние нестабильности шумов измерения, которые в рамках численного эксперимента определялись исключительно случайной погрешностью глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС), работающей в стандартном режиме измерений со средним уровнем СКО погрешности по координатам порядка 10 м. При этом текущее СКО погрешности измерения варьировалось от 3 до 30 м – что лежит в пределах допустимого уровня погрешностей ГНСС в стандартном режиме работы, в то время, как его статистическое описание в традиционном ОФК соответствовало исходному среднему уровню в 10 м, а в адаптивном ОФК – вычислялось в соответствии с приведенным алгоритмом. Использовались параметры и характеристики инерциальной системы высокой точности с погрешностью по координатам в автономном режиме порядка 1,85 км за час. Рассматривались режимы стоянки и полета по маршруту с различной ориентацией и скоростью. В результате установлено, что практически во всех исследованных режимах для случая традиционного ОФК итоговая погрешность инерциально-спутниковой системы по координатам увеличивалась до 15-20% при рассогласовании реального и заданного значений СКО погрешности ГНСС. В случае же использования адаптивного ОФК увеличение соответствующей погрешности не превышало 5-10%, что подтверждает эффективность его применения в случае неизвестных или нестабильных статистических характеристик шума измерения инерциально-спутниковой навигационной системы.

Таким образом, в рамках выполненных работ предложен новый вариант адаптивного ОФК, дополняющий известные адаптивные алгоритмы, например, алгоритм Язвинского, способного оценивать неизвестную ковариационную матрицу входных шумов динамической системы, возможностью оценивания ковариационной матрицы шума измерения. В итоге, появляется возможность решения проблемы повышения точности оптимального оценивания параметров динамической системы с заранее неизвестными или нестабильными статистическими характеристиками. Результаты проведенного имитационного моделирования предварительно подтвердили эффективность предложенного в работе подхода, в частности, для решения задачи повышения точности инерциально-спутниковых навигационных систем.

Работа выполнена при финансовой поддержке в форме грантов РФФИ 17-29-03185офи_м и 19-08-00279а.

Литература

1. Кузовков Н.Т., Салычев О.С. Инерциальная навигация и оптимальная фильтрация. –М.: Машиностроение, 1982. –216 с., ил.
2. Wei Gao, Jingchun Li, Guangtao Zhou and Qian Li , Adaptive Kalman Filtering with Recursive Noise Estimator for Integrated SINS/DVL Systems, 2014.
3. Хмарский П.А., Солонар А.С. Особенности реализации адаптивных дискретных фильтров Калмана при косвенных измерениях// Доклады БГУИР. 2012; № 8 (70), с. 57-63.
4. Kirubarajan, T., Y. Bar-Shalom, K. R. Pattipati, and I. Kadar, “Ground Target Tracking With Topography-Based Variable Structure IMM Estimator,” IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-36, pp. 26–46, Jan. 2000.
5. Канащенков А.И., Меркулов В.И. Авиационные системы радиоуправления. Т1: Принципы построения систем радиоуправления. Основы синтеза и анализа. М.: Радиотехника. 2003.
6. Браммер К., Зиффлинг Г. Фильтр Калмана-Бьюси. Детерминированное наблюдение и стохастическая фильтрация // Пер. с нем. -М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы. 1982. – 200 с.: ил.
7. Ривкин С.С., Ивановский Р.И., Костров А.В. Статистическая оптимизация навигационных систем. – Л.: Судостроение, 1976. -280 с.

ABOUT ONE APPROACH TO BUILDING ADAPTIVE KALMAN FILTER FOR SOLVING CONTROL AND NAVIGATION PROBLEMS

ass.prof.Afonin A.A., ass.prof.MikhaylinD.A.,
ass.prof.Sulakov A.S., stud.Moskalev A.P.

Moscow aviation institute (national research university)

The paper gives an approach to solving the optimal estimation problem. Current changes in the accuracy characteristics of measuring instruments are not known in advance. Inaccurate data on the characteristics of measurement errors can lead to a significant degradation in the accuracy of the state vector elements estimation. During the operation of a dynamic system, its measuring complex can undergo changes in accuracy. In this case, a priori data on the statistical characteristics of the measuring tools do not always correspond to their actual current values. In this regard, it is advisable to supplement the Kalman filtering algorithm with the procedure for their refinement. It consists in determining the characteristics of the updated sequence to refine the statistical characteristics of the measurement errors and their accounting in the Riccati matrix differential equation. The simulation results confirming the effectiveness of the proposed approach are presented.

◆

ВАРИАЦИОННЫЙ МЕТОД ВЫЧИСЛЕНИЯ ОПТИЧЕСКОГО ПОТОКА И ПРОСТРАНСТВЕННОЙ РЕКОНСТРУКЦИИ ПО СТЕРЕОИЗОБРАЖЕНИЯМ

асс. Беляков П.В, доц. Никифоров М.Б., проф. Новиков А.И.

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина

В статье предлагается модификация вариационного метода вычисления оптического потока, основанная на особенности его применении в стереозрении. Построение такого функционала традиционно опирается на требования постоянства яркости и градиента яркости при смещении пикселя изображения. А также накладывает ограничение на резкое смещение пикселей., т.е. предполагается гладкость векторного поля скоростей движения пикселей. Предлагается аналогичным образом дополнить функционал априорно известными внешними калибровочными параметрами камер стереопары и минимизировать такую расширенную модель вычисления оптического потока. Проведенные эксперименты показывают уменьшение ошибки вычисления оптического потока предложенным метода по сравнению с традиционным.

Вариационные методы вычисления оптического потока являются наиболее эффективными и точными методами оценки смещения пикселей изображений. Оптический поток по сути является векторным полем скоростей движения одного изображения относительно другого [1]. Вариационные методы позволяют интегрировать на первый взгляд разные математических концепций в одну общую вычислительную структуру. Именно это делает их особенно привлекательными для применения в различных ключевых сферах компьютерного и технического зрения [2].

Предлагается модифицировать один из наиболее точных, но вместе с тем и наиболее вычислительно сложный вариационный метод вычисления оптического потока (1) [3] с учетом известных внешних параметров камер стереопары:

$$E_{OF}(\mathbf{w}) = E_D(\mathbf{w}) + \beta E_S(\mathbf{w}), \quad (1)$$

$$E_D(\mathbf{w}) = \int_{\Omega} (\psi_D(|I(\mathbf{x}+\mathbf{w}) - I(\mathbf{x})|^2 + \alpha(|\nabla I(\mathbf{x}+\mathbf{w}) - \nabla I(\mathbf{x})|^2))\boldsymbol{dx}, \quad (2)$$

$$E_S(\mathbf{w}) = \int_{\Omega} \psi_S\left(|\nabla u|^2 + |\nabla v|^2\right)\boldsymbol{dx}\ . \quad (3)$$

Таким образом поиск решения осуществляется минимизацией функционала:

$$\arg\min_{\mathbf{w},\mathbf{X}} E(\mathbf{w},\mathbf{X}) = \arg\min_{\mathbf{w},\mathbf{X}} E_{OF}(\mathbf{w}) + \gamma E_X(\mathbf{X}). \quad (4)$$

В (1) – (4) $I(x,y,t):\Omega\times[0,\infty)\to\square^2$ – последовательность изображений, $\mathbf{x}=(x,y,1)^T$ – координаты пикселя внутри прямоугольной области изображения $\Omega\subset\square^2$. $\nabla I(\mathbf{x})$ – градиент яркости изображения. Оптический поток $\mathbf{w}=(u,v,1)^T$ – искомый вектор смещения между пикселями двух изображений. $\nabla=(\partial_x,\partial_y)^T$ – символический вектор набла – пространственный градиент, α – коэффициент, позволяющий управлять влиянием изменения яркости и градиента яркости на функционал (2) и соответственно (1). $\beta>0$ – параметр регуляризации, описывает то, насколько важно требование гладкости полученного вектора смещений (3). Функция штрафа $\psi(s^2)=\sqrt{s^2+\varepsilon^2}$ определяет устойчивость минимизации функционала (1) к изменениям яркости изображения и гладкости поля. Для ее дифференцируемости ε выбирается достаточно малым [4].

Функционал (1) предлагается дополнить слагаемым $E_X(\mathbf{X})$, которое учитывает внешние параметры камер стереопары и соответственно ошибку репроекции [5] $S(\mathbf{X})=\left\|d(\mathbf{x},\mathrm{P}_0\mathbf{X})\right\|^2+\left\|d(\mathbf{x}+\mathbf{w},\mathrm{P}\mathbf{X})\right\|^2$, где d – расстояние между проекцией точки $\mathbf{X}$ на плоскость изображения и ее истинной координатой $\mathbf{x}$ на изображении. Соответствующие точки на изображении связаны с точкой в пространстве через матрицы проекции камер стереопары P и P_0. $P_0=K[R\,|\,\mathbf{0}]$ – матрица положения камеры для изображения I_1, определяемая через нулевой вектор положения $\mathbf{0}$ с единичной матрицей поворота $\mathbf{I}$. Матрица поворота R и вектор положения $\mathbf{t}$ – внешние параметры камеры для изображения I_2 определяются как

$R=\begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{bmatrix}$; $T=\begin{bmatrix} t_x \\ t_y \\ t_z \end{bmatrix}$. Соответственно $P=\begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & t_x \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} & t_y \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} & t_z \end{bmatrix}$. K – внутренние параметры камеры.

При этом $P_0=[\mathbf{p}_0^1\mathbf{p}_0^2\mathbf{p}_0^3]^T$ и $P=[\mathbf{p}^1\mathbf{p}^2\mathbf{p}^3]^T$. Тогда ошибка репроекции будет включена в вариационную модель вычисления оптического потока (4) как

$$E_X(\mathbf{X})=\int_\Omega(\psi_X(\left\|\left[x\mathbf{p}_0^3-\mathbf{p}_0^1\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2)+\psi_X(\left\|\left[y\mathbf{p}_0^3-\mathbf{p}_0^2\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2)+$$
$$+\psi_X(\left\|\left[(x+u)\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^1\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2)+\psi_X(\left\|\left[(y+v)\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^2\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2))\boldsymbol{dx}. \quad (5)$$

$\gamma>0$ – параметр того, насколько важно влияние ошибки репроекции на общий функционал (4). Если $(\mathbf{w},\mathbf{X})$ – решение задачи минимизации (4), то оно удовлетворяет уравнениям Эйлера – Лагранжа.

Для минимизации (5) относительно вектора оптического потока $\mathbf{w}=(u,v)$ уравнения Эйлера – Лагранжа примут вид:

$$\frac{\partial}{\partial u}\psi_X(\left\|\left[(x+u)\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^1\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2)=$$
$$=2\psi_X'(\left\|\left[(x+u)\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^1\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2)\cdot\left\|\left[x\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^1\right]^T\cdot\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|\cdot\left\|\left[\mathbf{p}^3\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|,$$
$$\frac{\partial}{\partial v}\psi_X(\left\|\left[(y+v)\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^2\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2)=$$
$$=2\psi_X'(\left\|\left[(y+v)\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^2\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2)\cdot\left\|\left[y\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^2\right]^T\cdot\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|\cdot\left\|\left[\mathbf{p}^3\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|.$$

Минимум функционала оптического потока (4) по $\mathbf{w}=(u,v)$ должен удовлетворять уравнениям Эйлера – Лагранжа:

$$0 = \psi_D'(I_z^2 + \alpha(I_{xz}^2 + I_{yz}^2)) \cdot (I_x I_z + \alpha(I_{xx} I_{xz} + I_{xy} I_{yz})) - \beta div(\psi_S'(|\nabla u|^2 + |\nabla v|^2)\nabla u) +$$
$$+\gamma\psi_X' \left(\left| \left[(x+u)\mathbf{p}^3 - \mathbf{p}^1 \right]^T \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ 1 \end{bmatrix} \right|^2 \right) \cdot \left| \left[x\mathbf{p}^3 - \mathbf{p}^1 \right]^T \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ 1 \end{bmatrix} \right| \cdot \left| \left[\mathbf{p}^3 \right]^T \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ 1 \end{bmatrix} \right|,$$

$$0 = \psi_D'(I_z^2 + \alpha(I_{xz}^2 + I_{yz}^2)) \cdot (I_y I_z + \alpha(I_{yy} I_{yz} + I_{xy} I_{xz})) - \beta div(\psi_S'(|\nabla u|^2 + |\nabla v|^2)\nabla v) +$$
$$+\gamma\psi_X' \left(\left| \left[(y+v)\mathbf{p}^3 - \mathbf{p}^1 \right]^T \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ 1 \end{bmatrix} \right|^2 \right) \cdot \left| \left[y\mathbf{p}^3 - \mathbf{p}^2 \right]^T \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ 1 \end{bmatrix} \right| \cdot \left| \left[\mathbf{p}^3 \right]^T \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ 1 \end{bmatrix} \right|,$$

где $I_x = \partial_x I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w})$, $I_y = \partial_y I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w})$, $I_z = I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w}) - I(\boldsymbol{x})$, $I_{xx} = \partial_{xx} I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w})$, $I_{xy} = \partial_{xy} I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w})$, $I_{yy} = \partial_{yy} I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w})$, $I_{xz} = \partial_x I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w}) - \partial_x I(\boldsymbol{x})$, $I_{yz} = \partial_y I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w}) - \partial_y I(\boldsymbol{x})$.

Определение пространственных координат [6] осуществляется минимизацией (4) по $\mathbf{X}$ и сводится к поиску решению методом наименьших квадратов выражения

$$\begin{bmatrix} \left[x\mathbf{p}_0^3 - \mathbf{p}_0^1 \right]^T \\ \left[y\mathbf{p}_0^3 - \mathbf{p}_0^2 \right]^T \\ \left[(x+u)\mathbf{p}^3 - \mathbf{p}^1 \right]^T \\ \left[(y+v)\mathbf{p}^3 - \mathbf{p}^2 \right]^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ 1 \end{bmatrix} = 0.$$

Ошибку вычисления диспаритета на тестовых базах стереозрения [7] принято оценивать метрикой BAD2.0, которая показывает процент пикселей изображения, для которых вычисленное значение диспаритета превышает по модулю истинное значение более чем на два пикселя. В таблице 1 приведены значение ошибки BAD2.0 предложенного метода в сравнении с одним из высокорейтинговых методов Middlebury - NOSS и другим популярным методом, реализованным в библиотеке компьютерного зрения OpenCV – SGBM (**S**emi-**g**lobal **b**lock **m**atching).

Таблица 1.

Сцена		Предлагаемый метод	Middlebury (NOSS)	Middlebury (SGBM1)
№	Название	Bads2.0%		
1	Playroom	23,15	17,5	39,7
2	Playtable	37,5	8,73	45,6
3	Vintage	28,69	8,97	49,0

Литература

1. Кузнецов П. К., Мартемьянов Б. В., Семавин В. И. Техническое зрение подвижных объектов. Метод анализа поля скоростей динамического изображения. Вестник компьютерных и информационных технологий, 2014, с. 3–9. URL: https://elibrary.ru/item.asp?id=21225785.

2. П.В. Беляков, Е.В. Ларкин, М.Б. Никифоров. // Модификация вариационного метода вычисления оптического потока для реализации на ПЛИС. Известия ТулГУ, 2018, Вып. 9, с.19-28. URL: https://elibrary.ru/item.asp?id=36394730.

3. T.Brox, A. Bruhn, N. Papenberg, and J. Weickert. High accuracy optical flow estimation based on a theory for warping. In ECCV, 2004. URL: https://www.mia.uni-saarland.de/Publications/brox-eccv04-of.pdf.

4. Bruhn and J. Weicker. Towards ultimate motion estimation: combing highest accuracy with real-time performance. In Proc. 10th IEEE Int.Conf., Computer Vision, 2005, pp. 749–755.4. URL: http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.108.5015&rep=rep1&type=pdf.

5. R. Hartley and A. Zisserman. Multiple View Geometry in Computer Vision. Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2000. URL: http://cvrs.whu.edu.cn/downloads/ebooks/Multiple%20View%20Geometry%20in%20Computer%20Vision%20(Second%20Edition).pdf.

6. Real-Time Simultaneous 3D Reconstruction and Optical Flow Estimation. Menandro Roxas, Takeshi Oishi. Published in IEEE Winter Conference on Applications of Computer Vision (WACV), 2018. DOI:10.1109/wacv.2018.00102.

7. Middlebury Stereo Dataset. Электронный ресурс .URL: http://vision.middlebury.edu/stereo/eval3/MiddEval3-newFeatures.html.

STEREO VISION-BASED VARIATIONAL METHOD OF OPTICAL FLOW ESTIMATION AND 3D RECONSTRUCTION

ass. Belyakov P.V, doc. Nikiforov M.B., prof. Novikov A.I.

Ryazan state radio engineering university named after V.F. Utkin

The article deals with a modification of the variational method of the optical flow computation, according its application in stereo vision. Such approaches are traditionally based on a brightness constancy assumption and a gradient constancy assumption during pixels' motion. Smoothness assumption also restricts motion discontinuities, i.e. the smoothness of the vector field of pixel velocity is assumed. It is proposed to extended the functional of the optical flow computation in similar way by adding a priori known stereo cameras extrinsic parameters and minimize such jointed model of optical flow computation. Performed experimental evaluation demonstrates that the proposed method gives smaller errors than traditional method of optical flow computation.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ OFDM И SUB-OFDM ПРИ РАЗЛИЧНЫХ МЕШАЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ В КАНАЛЕ СВЯЗИ

проф. Витязев В.В., асп. Никишкин П.Б.

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина

Произведено моделирование предлагаемого способа адаптивной широкополосной передачи данных на основе комбинированного подхода, сочетающего технологии банка фильтров и OFDM. Оценено влияние эффекта Доплера, исследовано влияние рассогласования частоты принимаемого сигнала на OFDM- и SUB-OFDM-сигналы различной длительности. Проведено моделирование для различных типов фазовой модуляции.

В реальных условиях работы систем радиосвязи возникают искажения передаваемого сигнала, связанные с различными эффектами в канале связи. Это такие эффекты, как замирания, влияние эффекта Доплера, расширение спектра и различные рассогласования в системах с OFDM [1]. Одним из перспективных способов решения данной проблемы является использование сигналов с несколькими несущими, при этом используемый диапазон разбивается на субполосы.

В работе [2] были представлены структурные схемы построения системы передачи данных с применением OFDM и синтезатора/анализатора группового широкополосного сигнала на основе банка цифровых фильтров.

С использованием данных структурных схем появляется задача исследования различных эффектов, возникающих в канале связи. За основу OFDM-сигнала возьмем параметры стандарта цифрового телевидения DVB-T. Для дальнейших исследований частоту «элементарного» частотного значения выбираем равную Fd = 64/7*10^6 (в соответствие со стандартом DVB-T) и типы модуляции QAM-64 и QAM-16 [3].

В статьях [4, 5, 6] рассмотрены возникающие проблемы при наличие эффекта Доплера, приводящего к расширению спектра, и нелинейностях в канале связи. Математическое описание влияния эффекта Доплера можно представить как

$$f_d = f_0 \frac{v}{c} \cos\theta,$$

где, f_0 - частота передаваемого сигнала, υ - скорость относительно приемника, θ - угол между направлением на приемник и вектором скорости в системе.

В статье [5] было показано, как эффект Доплера влияет на OFDM-сигнал различной длительности. Исходя из этого, был сделан вывод, что чем больше длина передаваемого сигнала, тем больше величина искажений на приемной стороне. Например, при длине OFDM-сигнала 8192 символов значительные искажения появляются при уходе частоты в 100 Гц относительно истинного значения. А при длине OFDM-сигнала, равной 1024, значительные искажения получается только при 500 Гц. Соответственно, чем меньше размер OFDM-сигнала, тем меньше он подвергнут искажениям.

Предположим, что мы работаем по стандарту DVB-T в режиме 8K, тогда разнос между крайними несущими в символе OFDM будет 7,6 МГц [3]. Несущую частоту выберем равной 594 МГц. На основе этих данных, рассчитаем разнос по частоте между крайними несущими (эффект Доплера показан на рисунке 1):

$$f_{d1} = 594 \cdot 10^6 \; Гц \frac{28 \; м/с}{3 \cdot 10^8 \; м/с} = 55{,}44 \; Гц$$

$$f_{d2} = (594 + 7{,}6) \cdot 10^6 \; Гц \frac{28 \; м/с}{3 \cdot 10^8 \; м/с} = 56{,}15 \; Гц$$

Из рассчитанных значений можно сделать вывод, что при скорости движения около 100 км/ч эффект Доплера сводится к сдвигу несущей частоты на величину значительно меньшую, чем расстояние между соседними несущими символа OFDM, и в OFDM-символе не будет существенных искажений информации. Моделирование, проведенное в [5], подтверждает данное утверждение.

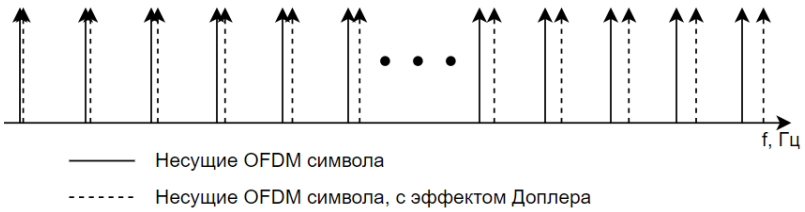


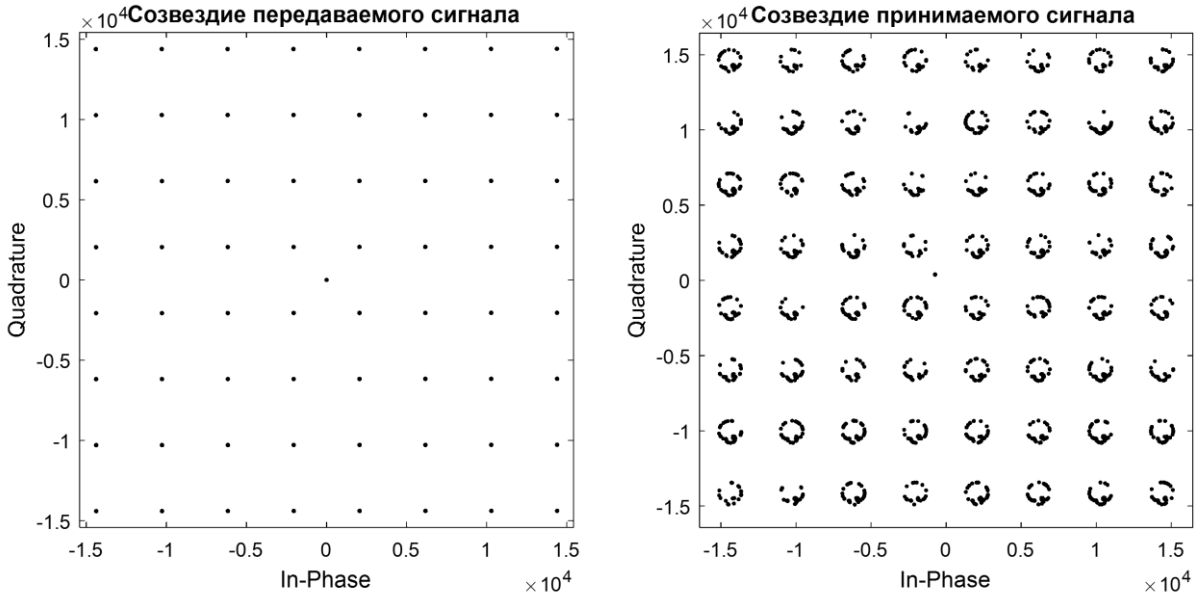
Рисунок 1 – Влияние эффекта Доплера на несущие OFDM сигнала

Стоит отметить, что как система связи с OFDM, так и с SUB-OFDM примерно одинаково работают в условиях AWGN и эффекте Доплера. В этих случаях нет необходимости использовать систему с SUB-OFDM из-за сложности реализации банка цифровых фильтров.

Однако, система связи с OFDM также подвержена таким искажениям и рассогласованиям, как расстройка частоты; расстройка временной синхронизации; фазовый шум несущей; разбалансировка квадратурных составляющих; проблемы, вызванные многолучевостью и пик-фактором [7].

В данном докладе будут рассмотрены некоторые искажения и рассогласования из выше перечисленных.

В результате анализа рассогласования частоты тактовых генераторов на приеме (рисунок 2, б) и передаче (рисунок 2, а) можно заметить, что рассогласование частоты расширяет сигнально-кодовое созвездие принимаемого сигнала.



(а) (б)

Рисунок 2 - Влияние рассогласования частоты на OFDM сигнал

Для детального анализа, как влияет рассогласование частоты генераторов, проведем исследование этого эффекта на различных модуляциях. Результат показан на рисунке 3.

На данный момент нестабильность кварцевых резонаторов составляет от 10^{-5} до 10^{-8}. Поэтому, если система связи работает на несущей частоте 594 МГц, рассогласование частот может быть от 6 Гц до 5.9 кГц. Как показано на рисунке 3, рассогласование частот генераторов проявляется только при больших уходах частоты. Вид используемой модуляции влияет на качество восстанавливаемого сигнала. Чем выше уровень фазовой манипуляции, тем рассогласование частоты проявляется более наглядно.

Стандарт DVB-T [3] предполагает работу с такими видами модуляции, как QPSK, QAM-16, QAM-64. В данной системе соседние поднесущие OFDM-символа могут быть разнесены на 4,464 кГц или 1,116 кГц. Соответственно, используется длина OFDM-символа равная 2048 (2К) или 8192 (8К). Рисунок 3 показывает зависимость вероятности битовой ошибки относительно частоты рассогласования тактовых генераторов. Произведено сравнение систем OFDM и SUB-OFDM при длине символа равной 2048 и модуляциях QAM-16 и QAM-64 (рисунок 3). Вид модуляции QPSK не представлен на рисунке, т.к. до 1 кГц (длина 2048) не наблюдается существенных искажений.

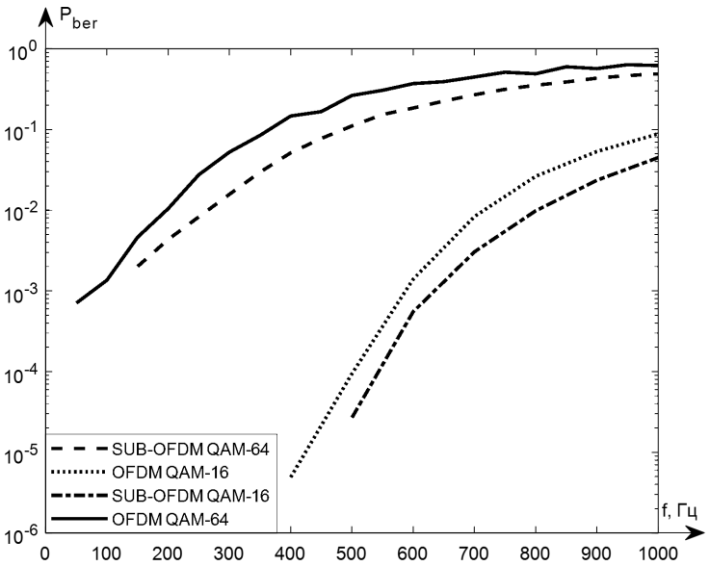


Рисунок 3 - Зависимость влияния рассогласования тактовых генераторов по частоте при различных видах модуляции

Заключение

В данном докладе предполагается исследование влияния рассогласования частот генераторов при различных видах модуляции и длительности OFDM-символа. Из полученных данных можно сделать вывод, что системы на основе OFDM при модуляции QAM-64 очень подвержены рассогласованию частот генераторов. Особое внимание будет направлено на исследование работы системы на основе SUB-OFDM при рассогласовании частот.

Литература

1. Behrouz Farhang-Boroujeny. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier // IEEE Signal Processing Magazine, -2011, -Vol. 28, № 3, -P. 92-112.
2. Витязев В.В., Никишкин П.Б. Банки фильтров и OFDM в системах широкополосной передачи данных со многими несущими. // Цифровая обработка сигналов, -2015. - №4. -с.30-34.
3. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Система цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T: Учеб. пособие. — СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2010. — 207 с.
4. Витязев В.В., Никишкин П.Б.Исследование эффектов Доплера на OFDM и SUB-OFDM сигналы // 1-я Всероссийская конференция «Современные технологии обработки сигналов», Москва, Россия, доклады конференции, 2018.
5. Витязев В.В., Никишкин П.Б. Сравнение эффективности технологий OFDM и SUB-OFSM при различных мешающих воздействиях в канале связи. // 21-я Международная конференция “Цифровая обработка сигналов и ее применение - DSPA-2019”, Москва, Россия, доклады. - 2019. - Книга 1. -с. 6-10.
6. Майков Д. Ю., Вершинин А. С. Влияние эффектов Доплера на OFDM сигнал // Молодой ученый. — 2014. — №21. — С. 175-179. — URL https://moluch.ru/archive/80/14271/ (дата обращения: 18.11.2019).
7. М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.М. Шлома, А.П. Шумов - Технология OFDM: Учебное пособие для вузов / М. : Горячая линия - Телеком, 2017. - 352 с. - ISBN 978-5-9912-0549-8

ANALYSIS OF OFDM AND SUB-OFDM TECHNOLOGIES UNDER VARIOUS INFLUENCES IN THE COMMUNICATION CHANNEL

V.V. Vityazev, P.B. Nikishkin

Ryazan State Radio Engineering University

A simulation of broadband data transmission system based on filters and OFDM is conducted. Doppler effect on OFDM signal of various durations are considered. The methods of sub-ofdm largely compensates of the Doppler effect. The effect of time synchronization errors on OFDM and SUB-OFDM received signals of different durations is investigated. Modeling for different types of phase modulation is performed.

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ МНОГОЧАСТОТНОГО СИГНАЛА С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ В РЕЛЕЕВСКОМ КАНАЛЕ

асп., Онучин В.А.

Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники»

В работе проведен анализ системы передачи информации при многочастотном сигнале с ортогональным частотным разделением. Определены помеховые составляющие сигнала. Определена аналитическая зависимость помехоустойчивости системы.

Представлены результаты имитационного моделирования интерференционных составляющих многочастотного сигнала с ортогональным частотным разделением. В заключении приведено приближенное отношение сигнал-шум от количества лучей.

Многочастотные сигналы с ортогональным частотным разделением имеют широкое применение в радиосистемах передачи информации. Частным случаем их использования являются сигналы с ортогональным частотным разделением с использованием циклического префикса или OFDM-сигналы [1]. Другим их применением являются сигналы с ортогональным частотным разделением и с прямым расширением спектра или MC-CDMA [1]. В публикации [2] дается оценка помехоустойчивости MC-CDMA при различных случаях профиля многолучевого распространения для последовательностей Голда.

В настоящей работе рассматривается случай оценки помехоустойчивости для обобщенного случая многочастотных сигналов с ортогональным частотным разделением при равномерном профиле многолучевого распространения. Приводятся графики интерференционных составляющих при различных параметрах сигнала.

На передатчике для многочастотной системы $m-й$ сигнал с N поднесущими может быть представлен как

$$s_m(t)=\sum_{n=1}^{N}\exp\left(j\cdot\frac{2\cdot\pi\cdot n}{T}\cdot t\right)\cdot b_n^m(t),\quad 0\le t<T, \tag{1}$$

где $T-$ длительность многочастотного сигнала; $b_n^m(t)$ – информационный сигнал, полученный соответствующим сигнальным созвездием для $n-й$ поднесущей; $j=\sqrt{-1}$; $n=\overline{1,N}$; $m=\overline{0,M-1}$.

Сигнал на выходе передатчика с учетом (1):

$$S(t)=\sum_{m=0}^{M-1}s_m(t-m\cdot T). \tag{2}$$

В общем случае радиоканал может быть описан фильтром с конечной импульсной характеристикой, коэффициенты которой изменяются во времени. Таким образом, в результате многолучевого распространения $S(t)$ сигнал на входе приемника при K лучах:

$$y(t)=\sum_{k=1}^{K}h_k\cdot S(t-\Delta_k), \tag{3}$$

где $h_k=A_k\cdot exp(j\cdot\phi_k)$ – комплексный коэффициент передачи $k-го$ луча имеет распределение Гаусса с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ^2, его модуль A_k имеет распределение Рэлея, а фаза ϕ_k имеет равномерное распределение на $[0;2\cdot\pi)$ [3]; Δ_k – задержка $k-го$ луча, имеет равномерное распределение на $[0;T)$.

Зададим $\Delta_1=0$ и $0\le\Delta_{k-1}<\Delta_k<T$, также обозначим $b_n^m=b_n^m(t)$ т. к. сигнал $b_n^m(t)$ является прямоугольным импульсом длительности T и амплитуды b_n^m.

Сигнал на приемной стороне с учетом аддитивного белого гауссовского шума $n(t)$ с двухсторонней спектральной плотностью мощности $N_0/2$:

$$U(t)=y(t)+n(t). \tag{4}$$

Подав $U(t)$ на вход согласованного фильтра (СФ), получим:

$$Z_n^m=\int_0^T U(t-m\cdot T)\cdot\exp\left(-j\cdot\frac{2\cdot\pi\cdot n}{T}\cdot t\right)dt. \tag{5}$$

Для более наглядного представления на рисунке 1 представлена временная диаграмма лучей.

Выход согласованного фильтра из выражения (5) в момент $t=m\cdot T$:

$$Z_n^m=I+\eta, \tag{6}$$

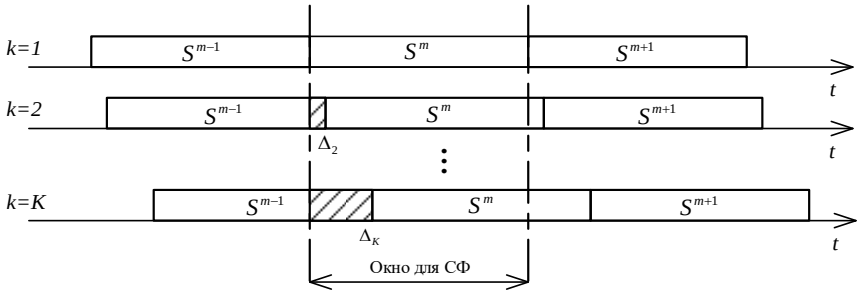


Рисунок 1 – Временная диаграмма лучей распространения

где

$$I = \int_0^T \sum_{k=1}^{K} h_k \cdot \sum_{l=1}^{N} \exp\left(j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{T} \cdot \left(t - \Delta_k \right) \right) \cdot b_l^m \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T} \cdot t \right) dt \qquad (7а)$$

и

$$\eta = \int_0^T n(t) \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T} \cdot t \right) dt \qquad (7б)$$

Нетрудно заметить, что интеграл из выражения (7а) можно представить в виде суммы независимых друг от друга составляющих:

$$I = D + I_1 + I_2, \qquad (8)$$

где D характеризует полезный сигнал; I_1 характеризует самоинтерференцию, т.е. символ начинает коррелировать сам с собой, а I_2 межсимвольную интерференцию.

С учетом ортогональности поднесущих получим:

$$D = T \cdot h_1 \cdot b_n^m . \qquad (9)$$

Рассмотрим I_1. Для удобства вычислений преобразуем выражение (7а) с учетом (8) и (9):

$$I_1 = \sum_{k=2}^{K} h_k \cdot \sum_{l=1}^{N} b_l^m \cdot \int_{\Delta_k}^{T} \exp\left(j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{T} \cdot \left(t - \Delta_k \right) \right) \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T} \cdot t \right) dt . \qquad (10)$$

Можно убедиться, что интеграл в (10) является частичной корреляционной функцией [4], определяемой как:

$$R_{l,n}(\tau) = \int_{\tau}^{T} \exp\left(j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{T} \cdot (t - \tau) \right) \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T} \cdot t \right) dt .$$

Выполнив несложное вычисление, получим:

$$R_{l,n}(\tau) = \frac{T \cdot \exp\left(-j \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot l}{T} \cdot \tau + \frac{\pi}{2} \right) \right) \cdot \left(1 - \exp\left(j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot (l - n)}{T} \cdot \tau \right) \right)}{2 \cdot \pi \cdot (l - n)} . \qquad (11)$$

С учетом (11), выражение (10) преобразуется в

$$I_1 = \sum_{k=2}^{K} h_k \cdot \sum_{l=1}^{N} b_l^m \cdot R_{l,n}\left(\Delta_k \right). \qquad (12)$$

Рассмотрим I_2. Преобразуем интеграл (7а) с учетом (8) и (9) аналогично выражению (10):

$$I_2 = \sum_{k=2}^{K} h_k \cdot \sum_{l=1}^{N} b_l^{m-1} \cdot \int_0^{\Delta_k} \exp\left(j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{T} \cdot \left(t - \left(T - \Delta_k \right) \right) \right) \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T} \cdot t \right) dt . \qquad (13)$$

$$\hat{R}_{l,n}(\tau) = \int_0^{\tau} \exp\left(j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{T} \cdot \left(t - \left(T - \tau \right) \right) \right) \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T} \cdot t \right) dt .$$

Выполнив также несложное преобразование, получим:

$$\hat{R}_{l,n}(\tau)=\frac{T\cdot\exp\left(-j\cdot\left(\frac{2\cdot\pi\cdot l}{T}\cdot(T-\tau)+\frac{\pi}{2}\right)\right)\cdot\left(\exp\left(j\cdot\frac{2\cdot\pi\cdot(l-n)}{T}\cdot\tau\right)-1\right)}{2\cdot\pi\cdot(l-n)}. \quad (14)$$

С учетом (14), выражение (13) преобразуется в

$$I_2=\sum_{k=2}^{K}h_k\cdot\sum_{l=1}^{N}b_l^{m-1}\cdot\hat{R}_{l,n}(\Delta_k). \quad (15)$$

Для удобства вычислений, рассмотрим случай, когда информационные сигналы $b_l^m=\{\pm1\}$. Учитывая, что вероятность появления $+1$ равна вероятности появления -1, то достаточно рассмотреть по отдельности I_1, I_2 и η для вычисления второго момента. Рассмотрим для I_1:

$$\mathbf{M}_{b_l^m,h_k,\Delta_k}\{I_1^2\}=\mathbf{M}_{h_k,\Delta_k}\left\{\sum_{k=2}^{K}h_k^2\cdot\sum_{l=1}^{N}R_{l,n}^2(\Delta_k)\right\}=$$

$$=\mathbf{M}_{\Delta_k}\left\{\sum_{k=2}^{K}\sigma_k^2\cdot\sum_{l=1}^{N}R_{l,n}^2(\Delta_k)\right\}=\sum_{k=2}^{K}\sigma_k^2\cdot\sum_{l=1}^{N}\mathbf{M}_{\Delta_k}\{R_{l,n}^2(\Delta_k)\}. \quad (16)$$

Рассмотрим для I_2:

$$\mathbf{M}_{b_l^m,h_k,\Delta_k}\{I_2^2\}=\mathbf{M}_{h_k,\Delta_k}\left\{\sum_{k=2}^{K}h_k^2\cdot\sum_{l=1}^{N}\hat{R}_{l,n}^2(\Delta_k)\right\}=$$

$$=\mathbf{M}_{\Delta_k}\left\{\sum_{k=2}^{K}\sigma_k^2\cdot\sum_{l=1}^{N}\hat{R}_{l,n}^2(\Delta_k)\right\}=\sum_{k=2}^{K}\sigma_k^2\cdot\sum_{l=1}^{N}\mathbf{M}_{\Delta_k}\{\hat{R}_{l,n}^2(\Delta_k)\}. \quad (17)$$

Рассмотрим для η:

$$\mathbf{M}\{\eta^2\}=\frac{N_0\cdot T}{2}. \quad (18)$$

Тогда отношение сигнал-шум, с учетом:

$$h_1^2=A_1^2, \quad (19)$$

$$q^2=\left(\frac{1}{T\cdot E}\cdot\sum_{k=2}^{K}\sigma_k^2\cdot\sum_{l=1}^{N}\left(\mathbf{M}_{\Delta_k}\{\hat{R}_{l,n}^2(\Delta_k)\}+\mathbf{M}_{\Delta_k}\{R_{l,n}^2(\Delta_k)\}\right)+\frac{N_0}{2\cdot E}\right)^{-1}\cdot A_1^2. \quad (20)$$

Средняя вероятность ошибки на бит из предположения, что интерференционная составляющая стремится к распределению Гаусса:

$$P=\int_0^{\infty}(1-Q(q))\cdot p(q^2)\,dh_1, \quad (21)$$

где $p(q^2)$ – плотность распределения Релея для случайной величины q^2; $Q(q)$ – функция распределения вероятности для гауссовской случайной величины.

Из-за сложности анализа интерференционных составляющих I_1 и I_2 воспользуемся моделированием для оценки отношения сигнал-шум.

Рассмотрим сумму интерференционных составляющих:

$$Y=I_1+I_2. \quad (22)$$

Так как I_1 и I_2 являются независимыми друг от друга с нулевым математическим ожиданием, то

$$\overline{Y^2}=\overline{I_1^2}+\overline{I_2^2}. \quad (23)$$

На рисунке 2 представлены нормированные зависимости $\overline{Y^2}$ от количества лучей для разного количества поднесущих при длине преобразования Фурье 32 и 64 точки.

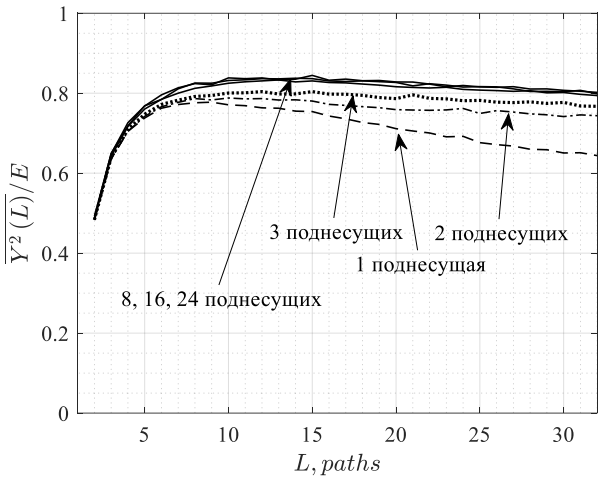


Рисунок 2(а) – Зависимость квадрата суммы интерференционной составляющей от количества лучей при разном числе поднесущих при длине преобразования Фурье 64 точки

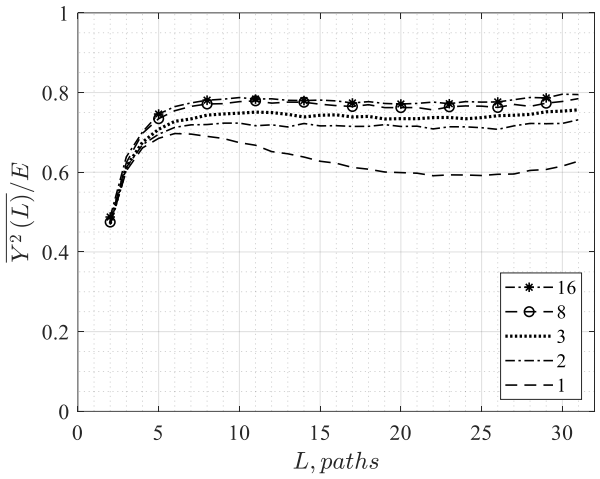


Рисунок 2(б) – Зависимость квадрата суммы интерференционной составляющей от количества лучей при разном числе поднесущих при длине преобразования Фурье 32 точки

Как показало моделирование, поведение интерференционной составляющей из выражения (20) в меньшей степени зависит от количества поднесущих и пропорционально при большом количестве поднесущих

$$\overline{Y^2(L)}/E \approx \gamma(L)\cdot(L-1)/L, \qquad (24)$$

где $\gamma(L)$ – коэффициент пропорциональности. Отношение сигнал-шум с учетом (24):

$$q^2 \approx \left(\gamma(L)\cdot\frac{(L-1)}{L}+\frac{N_0}{2\cdot A_1^2\cdot E}\right)^{-1}. \qquad (25)$$

Приведенный анализ позволит эффективнее проводить разработку и анализ систем передачи информации с многочастотными сигналами с ортогональным разделением по частоте. Уменьшение рассмотренной интерференционной составляющей возможно пассивно при использовании защитного циклического префикса либо при использовании принципов прямого расширения спектра. Другим способом для компенсации межканальной и межсимвольной интерференции является использование многоканальных адаптивных алгоритмов.

Литература

1. Fazel, K. Multi-carrier and spread spectrum systems: from OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX / K. Fazel, S. Kaiser. – second edition. – John Wiley & Sons, Ltd, 2008. – 380 p.
2. Sourour E.A., Nakagawa M. Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel / IEEE Transactions on Communications, vol. 44, № 3, 1996. – pp. 356-367.
3. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. Изд. 2-е, переработанное, дополненное. – М.: Советское радио, 1970. – 728 с.
4. Сенин А.И., Онучин В.А. Помехоустойчивость многопользовательской асинхронной DS-CDMA системы с использованием последовательностей Голда / Труды международной научно-технической конференции. ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ, 22 ноября 2017. – с. 150-153.

PERFORMANCE EVALUATION FOR MULTICARRIER SIGNAL WITH ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION IN RAYLEIGH CHANNEL

Vadim ONUCHIN, PhD student

National Research University of Electronic Technology (MIET)

The paper presents an analysis of a multicarrier radio communication system with orthogonal frequency division multiplexing. Interference components of the signal are defined. Analytic dependence of communication performance is found

for radio system subjected to multipath propagation. The simulation modeling results for the interference components of a multicarrier signal with orthogonal frequency division multiplexing are presented. The study is concluded with the approximate estimation of effect of the beam number on the signal to noise ratio.

_____ ◆ _____

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ АМПЛИТУДЫ ДИСКРЕТНОГО ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ДПФ

проф., д.т.н. Пономарева О.В.[1],
доц., к.э.н. Пономарев А.В.[1], доц., к.т.н. Смирнова Н.В.[2]

[1]Ижевский государственный технический университет им. М. Т. Калашникова
[2]Севастопольский государственный университет

Рассматриваются направления развития и внедрения результативных цифровых информационных технологий в измерительные процедуры. Исследуются проблемы измерения амплитуды дискретного гармонического сигнала, заданного на конечном интервале, методом дискретного преобразования Фурье. Для решения проблем измерения амплитуды дискретного гармонического сигнала методом дискретного преобразования Фурье, предлагается использовать обобщение дискретного преобразования Фурье – параметрическое дискретное преобразование Фурье. Разработаны теоретические основы измерения амплитуды дискретного гармонического сигнала на основе параметрического дискретного преобразования Фурье. Исследованы причины неинвариантности энергетического спектра дискретного гармонического сигнала, заданного на конечном интервале, в базисе параметрического дискретного преобразования Фурье. Предложена методика оценки погрешностей измерения амплитуды гармонического сигнала, заданного на конечном интервале, методом параметрического дискретного преобразования Фурье. Проведена экспериментальная проверка полученных в работе теоретических результатов методом численного моделирования.

Введение. Вопросам измерения амплитуды гармонического сигнала, в том числе и методом преобразования Фурье, проблемам, которые при этом возникают, посвящено значительное число работ. Отметим среди них классические работы [1 – 3]. Важность преобразования Фурье хорошо выразил Серебрянников М.Г. [1]: «*Как по глубине проникновения в сущность повторяющихся явлений, так и по ширине охвата областей знания, где эти явления стоят на переднем плане, этот метод является выдающимся*».

Начиная с шестидесятых годов прошлого столетия, наметился процесс цифровизации прямых и косвенных измерений физических величин, который осуществлялся в следующих направлениях: развитие моделей измерения (уравнений измерения) с учетом цифровизации измерений, разделение измерительных и вычислительных преобразований, разработка новых подходов к формализованному описанию измерительных процедур [4 – 5]. Однако процесс цифровизации измерений на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ), на практике столкнулся с серьезной проблемой. Дело в том, что даже при умеренном числе временных отсчетов сигнала, реализация ДПФ связана со значительными вычислительными затратами, что серьезно тормозило разработку и внедрение результативных цифровых информационных технологий (*Digital Information Technologies* – ***DIT***-технологии). Появление в 1965 году метода быстрого вычисления ДПФ [6], позволившего существенно (на порядок и более) сократить вычислительные затраты на осуществления ДПФ сняло проблему размерности. Алгоритмы, получившие название алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ), (*Fast Fourier Transform* – *FFT*), дали мощный импульс развитию, как ***DIT***-технологий, так и их широкому внедрению в измерительные процедуры [7-11].

Практика применения ДПФ для измерений параметров сигналов кроме достоинств выявила и ряд существенных недостатков данного преобразования, которые проявляются в виде негативных эффектов. С целью устранения (ослабления) влияния негативных эффектов ДПФ на эффективность и результативность измерительных процедур авторами статьи было разработано обобщение ДПФ – параметрическое ДПФ.

Параметрическое дискретное преобразование Фурье. Матричная форма ДПФ-П задается следующим матричным уравнением [12-34]:

$$S_{N,\theta} = \frac{1}{N} F_{N,\theta} X_N ;\ 0 \le \theta < 1, \qquad (1)$$

где $X_N = [x(0), x(1), \ldots\ldots, x(N-1)]^T$ – представление дискретного измерительного сигнала $x(n)$, $n = \overline{0, N-1,}$ в виде вектора N-мерного линейного пространства; T – знак транспонирования;

$S_{N,\theta} = \left[s(0,\theta), s(1,\theta), ..., s((N-1),\theta)\right]^T$ – вектор коэффициентов (бинов[9]) ДПФ-П, полученных путем измерения спектра в системе параметрических дискретных экспоненциальных функций (ДЭФ-П), которая задается матрицей $F_{N,\theta}$.

$$F_{N,\theta} = \begin{array}{c} \\ 0 \\ 1 \\ . \\ . \\ (N-1) \\ k \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccc} 0 & 1 & .. & (N-1) \end{array} \\ \begin{bmatrix} 1 & W_N^{\theta} & .. & W^{\theta(N-1)}_{N} \\ 1 & W_N^{(1+\theta)} & .. & W_N^{(1+\theta)(N-1)} \\ . & . & .. & . \\ . & . & .. & . \\ 1 & W_N^{(N-1+\theta)} & .. & W_N^{(N-1+\theta)(N-1)} \end{bmatrix} \end{array} \begin{array}{c} \\ n \end{array}, \qquad (2)$$

где система ДЭФ-П задается следующим соотношением:

$$def_{N,p}(k,\ n,\ \theta) = W_N^{(k+\theta)n} = \exp\left[-j\frac{2\pi}{N}(k+\theta)n\right], \quad 0 \le \theta < 1.$$

При нулевом значении параметра θ ДПФ-П переходит в стандартное ДПФ. Согласно РМГ 29-2013[10], каждое $(k+\theta)$, $k = \overline{0, (N-1)}$, $0 \le \theta < 1$, значение бина ДПФ-П (каждое значение частотного спектра на определенной нормированной частоте[11] $(k+\theta)/N$) представляет собой линейное косвенное измерение величины, в котором в качестве функциональной зависимости используется $(k+\theta)$ дискретная базисная функция ДПФ-П определенной частоты – $(k+\theta)$ ДЭФ-П.

Теория измерения амплитуды дискретного гармонического сигнала методом параметрического ДПФ. Пусть задан гармонический сигнал $x(n)$ на конечном интервале $n = \overline{0, (N-1)}$ с амплитудой A, нормированной частотой $k_1 = m + \theta_1$ и фазой $\alpha = \frac{2\pi}{N} \cdot l$, $l = \overline{0,\ L-1}$[12], полученный дискретизацией аналогового сигнала $x(t)$ с частотой дискретизации F_D:

$$x(n) = A \cdot \sin\{[\frac{2\pi}{N} \cdot (m + \theta_1) \cdot n] + \alpha\}. \qquad (3)$$

Применяя к синусоидальному сигналу (3), ДПФ-П в алгебраической форме:

$$S_N(k,\theta) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{(k+\theta)n},\ k = \overline{0, (N-1)};\ 0 \le \theta < 1, \qquad (4)$$

и обратившись к таблицам интегралов, сумм, рядов и произведений[13], находим:

$$S_N(k,\theta) = S_N^1(k,\theta) + S_N^2(k,\theta), \qquad (5)$$

где

$$S_N^1(k,\theta) = \frac{A}{2}\left\{\left[\sin\left(\alpha + \frac{(N-1)\pi(m+\theta_1-k-\theta)}{N}\right)\right.\right. -$$

---

[1] Отдельные коэффициенты (отсчеты) ДПФ-П называют также бинами («Bin» –в переводе с английского «хранилище», «ларь»), что подчеркивает тот факт, что энергия сигнала под кривой $\frac{\sin(N \cdot x/2)}{N\sin(x/2)}$ (передаточная характеристика фильтра ДПФ-П) попадает в «хранилище» данного коэффициента ДПФ.

[2] **РМГ 29-2013** – State system for ensuring the uniformity of measurements. Metrology. Basic terms and definitions.

[3] Переход от нормированной частоты $f_k = k/N$ к «истинной» частоте $f_{èñò}$ осуществляется согласно выражению: $f_{èñò} = f_k \cdot F_D$, где F_D - частота дискретизации измерительного сигнала $x(n)$.

[4] Относительно переменной $l = \overline{0,\ L-1}$ в определении фазы пояснения о будут даны в разделе измерение амплитуды дискретного гармонического сигнала методом параметрического ДПФ.

[5] Градштейн Н.С. Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Физматгиз, 1963. 1100 с.

$$- j\cos\left(\alpha + \frac{(N-1)\pi(m+\theta_1-k-\theta)}{N} \right) \Bigg] \frac{\sin(\pi(m+\theta_1-k-\theta))}{N\sin(\pi(m+\theta_1-k-\theta)/N)} \}; \qquad (6)$$

$$S_N^2(k,\theta) = \frac{A}{2} \left\{ \left[\sin\left(\alpha + \frac{(N-1)\pi(m+\theta_1+k+\theta)}{N} \right) + \right.\right.$$

$$\left. + j\cos\left(\alpha + \frac{(N-1)\pi(m+\theta_1+k+\theta)}{N} \right) \right] \frac{\sin(\pi(m+\theta_1+k+\theta))}{N\sin(\pi(m+\theta_1+k+\theta)/N)} . \qquad (7)$$

Аналитические выражения (5), (6) и (7) позволяют оценить вклад составляющих $S_N^1(k,\theta)$ и $S_N^2(k,\theta)$ в $S_N(k,\theta)$ на положительных и отрицательных частотах[14], а также в энергетический спектр сигнала (3) $G_N(k,\theta) = N \cdot \left| S_N(k,\theta) \right|^2$.

Эффективность измерения амплитуды дискретного гармонического сигнала на конечном интервале методом параметрического ДПФ и методом ДПФ. Прежде чем перейти к изложению, отметим два важных положения: во-первых,процесс дискретизации в одной из областей (во временной или в частотной) сопровождается (соответственно) процессом периодизации в другой области (в частотной или во временной); во-вторых, при анализе сигналов на конечных интервалах необходимо различать два вида продолжения сигнала: «***реальное***» продолжение и продолжение, «***навязываемое***» измерительным преобразованием Фурье (ДПФ или ДПФ-П); в-третьих, «***виртуальные избирательные свойства***» ДПФ зависят от соотношения длительности сигнала с длительностью скользящего окна. Эти положения проиллюстрированы на рисунке.1 а, б., и рисунке.2 а, б[15]

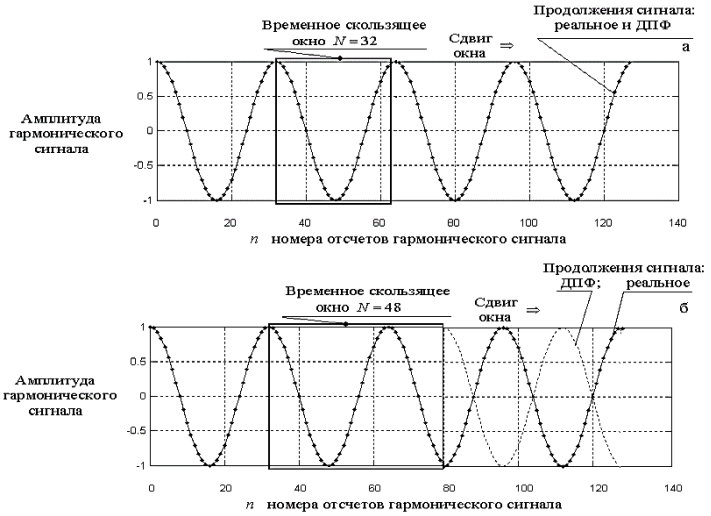


Рисунок 1. Реальное и «навязанное» ДПФ продолжение сигнала

Во введении отмечалось, что практическое применение ДПФ сопровождается рядом проблем, появление которых связано с проявлением негативных эффектов. Один из главных негативных эффектов – это эффект размывания спектральных составляющих (так называемый эффект утечки, англ. leakage). Проявление данного эффекта связано с тем, что при выполнении спектрального анализа исследуемой функции мы измеряем циклическую свертку истинного спектра с функцией вида $\frac{\sin(N \cdot x/2)}{N\sin(x/2)}$, которая не локализована, а размыта по частоте (отсюда и название эффекта) (рис.2 а, б). Если в скользящем временном окне «*укладывается*» целое число периодов гармонического сигнала (рисунок 1, а), то ДПФ обладает «*виртуальными избирательными свойствами*», поскольку отсчеты ДПФ попадают в нули функции $\frac{\sin(N \cdot x/2)}{N\sin(x/2)}$ (рисунок 2, а). При этом продолжение сигнала: реальное и навязанное ДПФ – совпадают (рисунок 1, а).

[6] При применении ДПФ-П значения переменной $(k+\theta)$ отождествляются с частотой: для четных N при $k = \overline{0,(N/2)}$ **– положительные частоты,** при $k = \overline{(N/2+1),(N-1)}$ **– отрицательные частоты**.

[7] **Временное окно называется скользящим**, если оно смещается на один отсчет по исходному сигналу.

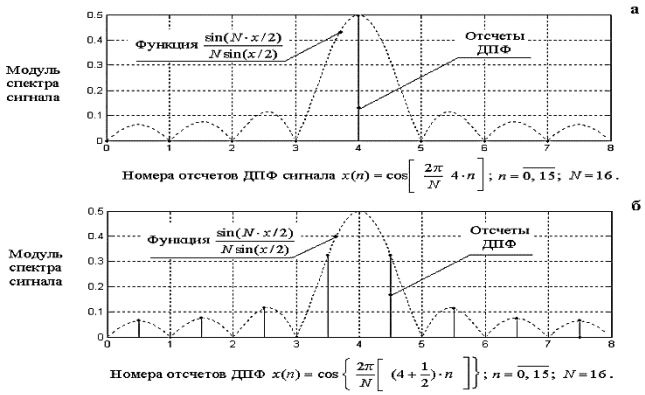
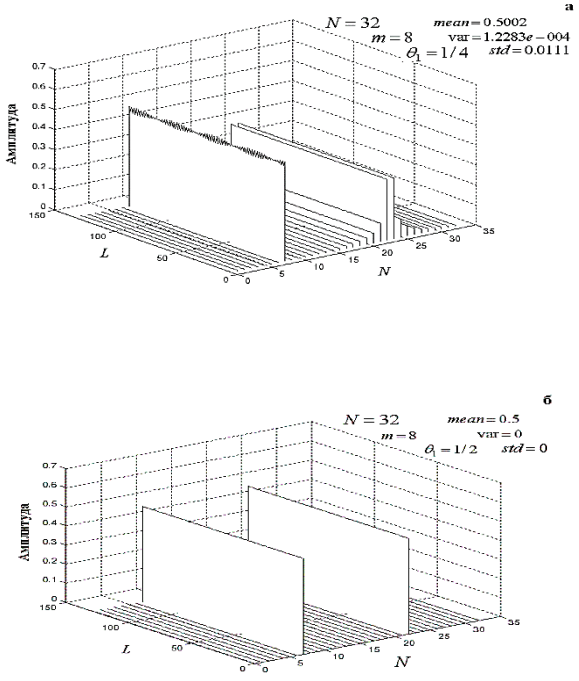


Рисунок 2. Эффект утечки: а – виртуальные избирательные свойства ДПФ, в скользящем окне целое число периодов сигнала; б – , в скользящем окне полтора периода сигнала

Анализ соотношений (5 – 7) показал, что передаточная функция $\sin(N\cdot x/2)/N\sin(x/2)$ составляющей $S_N^1(k,\theta)$ проходит через нули передаточной функции $\sin(N\cdot x/2)/N\sin(x/2)$ составляющей $S_N^2(k,\theta)$. В то же время, передаточная функция $\sin(N\cdot x/2)/N\sin(x/2)$ составляющей $S_N^2(k,\theta)$ не проходит через нули передаточной функции $\sin(N\cdot x/2)/N\sin(x/2)$ составляющей $S_N^1(k,\theta)$ за исключением случая, когда параметр θ сигнала (3) равен одной второй. Следовательно, можно предположить, что при измерении амплитуды сигнала (3) на положительной нормированной частоте $f_k=(m+\theta_1)/N$ $\theta_1\neq 0$ и $\theta_1=1/2$ методом ДПФ-П, должен проявиться новый эффект – эффект неинвариантности энергетического спектра сигнала (3). При этом неинвариантность энергетического спектра сигнала (3) должна зависеть от его фазы (т.е. от того какой отрезок реального продолжения сигнала находится во временном окне при измерении амплитуды).

Экспериментальная проверка методом численного моделирования подтвердила результаты, полученные теоретическим путем (рисунок 3), также проявление нового явления – явления инвариантности энергетического спектра сигнала (3) при $\theta_1=1/2$.



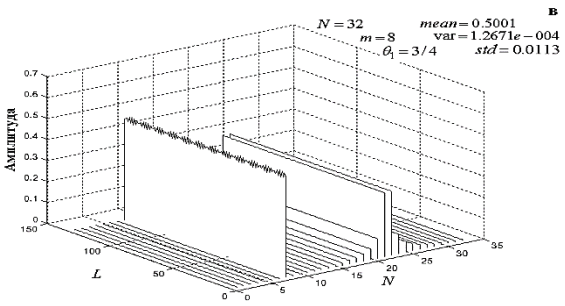


Рисунок 3. Энергетические спектры сигнала длительностью 32 отсчета,
где ***mean*** – оценка среднего значения; ***var*** – оценка дисперсии; ***std*** – оценка среднеквадратического отклонения; **а** $-\theta_1 = 1/4$; **б** $-\theta_1 = 1/2$; **в** $-\theta_1 = 3/4$.

Вывод. Разработан эффективный и результативный алгоритм измерения амплитуды дискретного гармонического сигнала методом параметрического ДПФ, позволяющий, существенно сократить как требуемый объем памяти, так и вычислительные затраты.

Литература

1. Серебрянников М.Г. Гармонический анализ. М.: ГИТТЛ, 1948. 504 с..
2. Серебрянников М.Г., Первозванский А.А. Выявление скрытых периодичностей. М.: Наука, 1965. 244 с.
3. Lanczos, C. Discourse on Fourier Series, Chapter 1, Heffner Publishing Co., New York, 1966, p. 7–47.
4. Финкелстайн, Л.(Великобритания). Наука об измерениях: анализ состояния и направлений развития // Датчики и системы. 2010. №2. С. 53-57.
5. Цветков Э.И. Основы математической метрологии. СПб.: Политехника, 2005. 510 с.
6. Cooley, J. and Tukey, J. "An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series," Math. Comput., Vol. 19, No. 90, Apr. 1965, pp. 297–301. DOI: 10.2307/2003354.
7. Rabiner, L. R. and Gold, B. Theory and Application of Digital Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1975, p. 367.
8. Oppenheim, A. V., and Schafer, R. W. Discrete-Time Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 2009, p. 1120.
9. Цветков Э.И. Процессорные измерительные средства. ИЛ.: Энергоатомиздат, 1989. 224 с.
10. Ханян Г.С. Аналитическое исследование и оценка погрешностей в задаче измерения параметров гармонического сигнала методом преобразования Фурье // Измерительная техника. 2003. №8. С.3-10.
11. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Тенденции развития дискретных косвенных измерений параметров электрических сигналов // Метрология. 2017. №1. С. 20-32.
12. Пономарев В.А., Пономарева О.В., Пономарев А.В. Измерение временных спектров дискретных сигналов на конечных интервалах // Вестник ИжГТУ имени М.Т.Калашникова, 2016.-Т.19.-№2.-С.80-83.
13. Пономарев В.А, Пономарева О.В., Пономарева Н.В. Метод быстрого вычисления дискретного преобразования Гильберта в частотной области// Современные информационные и электронные технологии, 2014.-№15.-С.183-184.
14. Пономарева О.В., Пономарев А.В., Пономарева Н.В. Иерархическое морфологическо-информационное описание систем функционального диагностирования объектов// Современные информационные и электронные технологии, 2013.-№14.-С.121-124.
15. Пономарева Н. В. Проблемы компьютерной спектральной обработки сигналов в музыкальной акустике // Интеллектуальные системы в производстве. – 2018. – Т. 16. – № 1. – С. 26-32.
16. Пономарева Н. В., Пономарева О.В., Хворенков В.В. Определение огибающей ангармонического дискретного сигнала на основе преобразования Гильберта в частотной области // Интеллектуальные системы в производстве. – 2018. – Т. 16. – № 1. – С. 33-40.
17. Пономарева Н.В., Пономарева В.Ю. Локализация спектральных пиков методом параметрического дискретного преобразования Фурье // Интеллектуальные системы в производстве. – 2016. – № 2 (29). – С. 15-18.
18. Пономарева О.В., Пономарева Н.В., Пономарева В.Ю. Применение временных окон в векторном анализе дискретных сигналов // Интеллектуальные системы в производстве. – 2016. – № 2 (29). – С. 19-21.

19. Пономарев В.А., Пономарева О.В., Пономарева Н.В. Инверсия дискретного времени и параметрическое дискретное преобразование Фурье // Интеллектуальные системы в производстве. – 2016. – № 4 (31). – С. 25-31.
20. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Обобщение дискретного преобразования Фурье для интерполяции во временной области / В.А. Пономарев, О.В. Пономарева // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1983. – Т. 16. – № 9. – С. 67 - 68.
21. Пономарева О.В., Алексеев В.А., Пономарев А.В. Быстрый алгоритм измерения спектра действительных сигналов методом апериодического дискретного преобразования Фурье // Вестник ИжГТУ имени М.Т.Калашникова. – 2014. – № 2(62). – С. 106 - 109.
22. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Инвариантность текущего энергетического спектра Фурье комплексных дискретных сигналов на конечных интервалах // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2014. – Вып. 2. – С. 8 - 16.
23. Пономарева О.В., Пономарев В.А. Измерение текущего энергетического фурье-спектра комплексных и действительных сигналов на конечных интервалах // Интеллектуальные системы в производстве. – 2013. – № 2(22). – С. 149 - 157.
24. Смирнова Н.В., Пономарева О.В. Векторная и спектральная цифровая обработка сигналов в музыкальной акустике методом параметрического дискретного преобразования Фурье. Цифровая обработка сигналов. 2019. № 2. С. 3-11.
25. Пономарева О.В. Горизонтальная скользящая пространственно-частотная обработка двумерных дискретных действительных сигналов. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 1. С. 78-87.
26. Пономарева О.В., Пономарев А.В. Интерполяция в пространственной области двумерных дискретных сигналов с помощью быстрых преобразований Фурье. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 1. С. 88-94.
27. Пономарева О.В., Пономарев А.В. Быстрый метод горизонтальной скользяшей пространственно-частотной обработки. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 2. С. 81-87.
28. Пономарева О.В., Пономарев А.В. Быстрый метод диагональной скользящей пространственно-частотной обработки дискретных сигналов. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 3. С. 105-114.
29. Пономарева О.В., Пономарев А.В. Огибающая действительного дискретного сигнала на конечном интервале и методы ее определения. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 4. С. 116-122.
30. Пономарева О.В., Пономарев А.В., Смирнова Н.В. Цифровизация измерений спектров в базисе Фурье - тенденции развития и проблемы. Приборы и методы измерений. 2019. Т. 10. № 3. С. 271-280.
31. Пономарев А.В. Вертикальная скользящая пространственно-частотная обработка дискретных сигналов. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 2. С. 65-72.
32. Пономарев А.В. Измерение амплитуды дискретного гармонического сигнала методом параметрического ДПФ Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 4. С. 107-115.
33. Пономарев А.В. Теоретические вопросы линейных пространственно-инвариантных систем обработки сигналов. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 3. С. 97-104.
34. Пономарев А.В. Основы теории двумерной цифровой обработки сигналов в базисах Фурье с варьируемыми параметрами. Цифровая обработка сигналов. 2019. № 2. С. 12-20.

METHOD FOR MEASURING THE AMPLITUDE OF A DISCRETE HARMONIC SIGNAL BASED ON A PARAMETRIC DFT

Prof. Dr. Tech. Sciences Ponomareva O.V.[1]
Associate Professor, Ph.D. econ. sciences. Ponomarev A.V.[1],
Associate Professor, Ph.D. tech. Sciences Smirnova N.V.[2]

[1]Izhevsk State Technical University M.T. Kalashnikova
[2]Sevastopol State University

The directions of development and implementation of effective digital information technologies in measuring procedures are considered. The problems of measuring the amplitude of a discrete harmonic signal specified on a finite interval by the method of discrete Fourier transform are investigated. To solve the problems of measuring the

amplitude of a discrete harmonic signal by the method of discrete Fourier transform, it is proposed to use a generalization of the discrete Fourier transform - a parametric discrete Fourier transform. The theoretical basis for measuring the amplitude of a discrete harmonic signal based on the parametric discrete Fourier transform is developed. The causes of non-invariance of the energy spectrum of a discrete harmonic signal specified on a finite interval in the basis of the parametric discrete Fourier transform are investigated. A technique is proposed for estimating the errors in measuring the amplitude of a harmonic signal specified on a finite interval by the method of parametric discrete Fourier transform. An experimental verification of the theoretical results obtained in the work was carried out by the method of numerical simulation.

ЦИФРОВОЙ КЕПСТРАЛЬНЫЙ МЕТОД ВЫЯВЛЕНИЯ ОСНОВАНИЙ ЗВУКОРЯДОВ НА БАЗЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ДПФ

проф., д.т.н. Пономарева О.В.[1],
доц., к.э.н. Пономарев А.В.[1], доц., к.т.н. Смирнова Н.В.[2]

[1]Ижевский государственный технический университет им. М. Т. Калашникова
[2]Севастопольский государственный университет

Кратко рассматриваются вопросы приложений кепстрального анализа энергетических спектров сигналов, измеренных методом дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Исследуются проблемы кепстрального анализа энергетических спектров сигналов, достоинства и недостатки данного вида анализа. Дано сравнение результатов выявления оборотной, зубцовой и циклической частот редуктора цифровым кепстральным методом с другими цифровыми методами выявления оснований гармонических рядов. На основании исследований проблем цифровой кепстральной обработки энергетических спектров сигналов, анализа достоинств и недостатков данного метода выявления оснований звукорядов, предложено, с целью повышения эффективности и результативности кепстрального анализа, энергетические спектры измерять не методом ДПФ, а методом параметрического ДПФ (ДПФ-П). Кратко рассмотрены аналитические свойства ДПФ-П. Доказано существование быстрых алгоритмов ДПФ-П (БПФ-П). Проведена экспериментальная проверка полученных в работе теоретических результатов методом численного моделирования.

Введение. В начале шестидесятых годов прошлого века, в связи с появлением алгоритма быстрого вычисления дискретного преобразования Фурье (алгоритм FFT, 1965 г.) [1], наметилась переориентация с аналоговых методов на цифровые методы спектральной обработки сигналов. Этот процесс во многом объяснялся существенными преимуществами цифровых методов обработки перед аналоговыми методами. Процесс цифровизации наблюдался и в кепстральном анализе. Интересно отметить, что кепстральный анализ был предложен (1963 г.) [2] за два года до появления алгоритма БПФ (1965 г.), при этом как в первой статье, так и во второй статье J.W. Tukey был соавтором. После появления алгоритма БПФ методы обработки и анализа, основанные на кепстре, стали осуществимы на практике. Были решены многие теоретические и практические вопросы кепстрального анализа, в частности вопросы обратимости кепстрального преобразования спектров мощности сигналов, введения понятия комплексного кепстра [3]. В тоже время, в современном цифровом кепстральном анализе некоторые важные и актуальные вопросы, как с теоретической, так и практической точек зрения, не только не решены, но даже и не поставлены. Приведем пример. В настоящее время при кепстральном анализе энергетические спектры сигналов измеряются с помощью ДПФ, т.е. прямым методом, минуя этап построения корреляционной функции. В тоже время известно, что измерение энергетических спектров сигналов, прямым методом на основе ДПФ, равносильно преобразованию Фурье не ***апериодической корреляционной функции***, а так называемой ***циклической корреляционной функции***, которая является результатом наложения апериодической корреляционной функции. Такое положение дел, по мнению авторов, объясняется отсутствием эффективных и результативных методов измерения энергетических спектров сигналов.

Цель работы: разработка эффективного и результативного цифрового кепстрального метода выявления оснований звукорядов на базе параметрического дискретного преобразования Фурье.

Структура энергетического спектра сигнала, полученного методом дискретного преобразования Фурье (ДПФ). ДПФ представляет собой разложение дискретного сигнала $x(n)$ на конечном интервале $n = \overline{0, N-1}$:

$$S_N(k) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} x(n)\, W_N^{kn}; \quad W_N = \exp(-j\frac{2\pi}{N}), \quad k = \overline{0,(N-1)}, \qquad (1)$$

где – $S_N(k)$ – коэффициенты ДПФ;

по дискретному базису Фурье (базису ДЭФ):

$$def(p,l) = \exp(-j\frac{2\pi}{N}pl) = W_N^{pl} = \cos(\frac{2\pi}{N}pl) - j\sin(\frac{2\pi}{N}pl);\ \ p,l = \overline{0,N-1}. \qquad (2)$$

В рамках аппарата ДПФ вводятся понятия энергетического спектра $G_{x,N}(k)$ и спектра мощности $P_{x,N}(k)$:

$$G_N(k) = \frac{P_N(k)}{\Delta f} = N \left| S_N(k) \right|^2, P_N(k) = \left| S_N(k) \right|^2, \ \Delta f = \frac{1}{N}. \qquad (3)$$

При этом переход от нормированной Δf к *«истинной»* $\Delta f_{èñò}$ осуществляется согласно выражению, $\Delta f_{èñò} = \Delta f \cdot F_s$, где F_s - частота дискретизации сигнала $x(n)$. На практике, благодаря работам по спектральному анализу и математической статистике, широкое распространение получили следующие ***выборочные оценки*** (оценки, полученные в конкретном эксперименте, «*estimates*») теоретико-вероятностных характеристик случайных сигналов:

- для математического ожидания M_X : $M_{x,N} = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} x(n)$; (4)
- для корреляционной функции $\mathrm{K}_X(r)$:

$$K_{x,N}(r) = \begin{cases} \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-|r|}[x(n) - M_{x,N}][x(n+|r|) - M_{x,N}]; \\ 0 \end{cases}. \qquad (5)$$

- для энергетического спектра $\Gamma_X(k)$: $G_{x,N}(k) = \frac{1}{N}\left| \sum_{n=0}^{N-1} x(n)\, W_N^{kn} \right|^2$. (6)

Из соотношения (6) непосредственно следует, что выборочная оценка энергетического спектра $\Gamma_X(k)$ равна: $G_{x,N}(k) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{N-1} x(n)x(m)\cdot W_N^{k(n-m)}$. Проведя несложные математические преобразования, можно установить, что:

$$G_{x,N}(k) = \sum_{r=0}^{N-1}[\, K_{x,N}(r) + K_{x,N}(N-r)]\cdot W^{kr}. \qquad (7)$$

Таким образом, выборочная оценка энергетического спектра $G_{x,N}(k)$ сигнала $x(n)$, полученная методом ДПФ, не является преобразованием оценки корреляционной функции (5) (***апериодической корреляционной функции***), а является преобразованием некой новой оценки корреляционной функции – ***циклической корреляционной функции:***

$$K_{x,N}^{Öèêë} = K_{x,N}(r) + K_{x,N}(N-r);\ \ r = \overline{0,N-1}. \qquad (8)$$

Метод получения оценки энергетического спектра, совпадающего на интервале измерения с преобразованием Фурье оценки апериодической корреляционной функции, заключается в следующем: дополнении реализации сигнала $x(n)$, $n = \overline{0,N-1}$ N нулями $x^{Äîï}(n) = (x_0, x_1, \ldots x_{N-1}, \underbrace{0,\ldots,0}_{N})$, $n = \overline{0,2N-1}$, и последующим измерением $G_{x,N}(k)$ согласно соотношению (6) с помощью БПФ. Несложно видеть, что операция дополнения нулями (ОДН) исходного сигнала, позволяя увеличивать дискретизацию частотного спектра в соответствующее число раз, в тоже время, существенно увеличивает число операций и требуемую память процессорного измерительного средства (ПрИС), реализующего алгоритм БПФ. В силу того, что ОДН применяется во многих приложениях цифровой спектральной обработки, для решения проблем, возникающих при использовании ОДН, авторами было разработано параметрическое ДПФ (ДПФ-П), представляющего собой разложение дискретного сигнала $x(n)$ на конечном интервале $n = \overline{0,N-1}$:

$$S_N(k,\theta) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} x(n)\, W_N^{(k+\theta)n};\quad W_N = \exp(-j\frac{2\pi}{N}),\quad k = \overline{0,(N-1)}, 0 \le \theta < 1, \qquad (9)$$

где – $S_N(k,\theta)$ – коэффициенты ДПФ-П;

по дискретному параметрическому базису Фурье (базису ДЭФ-П):

$$def_p(p,l,\theta) = \exp(-j\frac{2\pi}{N}((p+\theta)l) = W_N^{(p+\theta)l} = \cos(\frac{2\pi}{N}((p+\theta)l) - j\sin(\frac{2\pi}{N}((p+\theta)l);$$

$$p,l = \overline{0,N-1};\ 0 \le \theta < 1. \qquad (10)$$

В работах авторов [4-27] рассмотрены теоретические и практические вопросы приложения ДПФ-П в науке и технике, в том числе, аналитические и стохастические свойства ДПФ-П, доказано существование быстрых алгоритмов ДПФ-П (БПФ-П), дана оценка эффективности и результативности измерения энергетических спектров с помощью данного преобразования.

Определения кепстра действительного сигнала. Первоначальное определение кепстра (*в данной работе дискретный вариант определений кепстров предложен авторами*) сигнала $x(n)$ со спектром мощности $P_{x,N}(k)$: было следующим [2]:

$$C_p(l) = \left|\Im\{\log\ (P_{x,N}(k))\ \}^2\right| \qquad (11)$$

где $\Im$ – оператор преобразования Фурье (оператор ДПФ)

В последующем в [3] было дано определение комплексного кепстра с точки зрения амплитуды и фазы спектра:

$$C_c(l) = \Im^{-1}\{\log(S_N(k))\ \} = \Im^{-1}\{\ \ln(A(k) + j\phi(k)\ \}; \qquad (12)$$

где $S_N(k) = \Im\{x(n)\ \} = A(k)\cdot\exp(j\phi(k)$.

Необходимо отметить, что комплексный кепстр (12) является принципиально реальной функцией (несмотря на свое название), логарифм амплитуды спектра является четной функцией, а фаза спектра является нечетной функцией.

В рамках определения комплексного кепстра были даны и новые определения кепстра сигнала $x(n)$ со спектром мощности $P_{x,N}(k)$:

$$C_p(l) = \Im^{-1}\{\log\ (P_{x,N}(k))\ \}; \qquad (13)$$

и так называемого *реального кепстра* сигнала $x(n)$ с амплитудным спектром Фурье $A(k)$:

$$C_r(l) = \Im^{-1}\{\ \ln(A(k))\ \}. \qquad (14)$$

Повышение эффективности и результативности цифрового кепстрального анализа. Одним из путей повышения эффективности и результативности цифрового кепстрального анализа, совершенствования существующих и создания новых методов обработки сигналов в различных предметных областях, является применение для измерения энергетических спектров (спектров мощности) параметрического дискретного преобразования Фурье. Данное преобразование является обобщением дискретного преобразования Фурье (тождественно ему при нулевом значении параметра θ), которое позволяет оптимально интерполировать спектр рядом Котельникова – единственным методом точной глобальной интерполяции. Экспериментальная проверка методом численного моделирования подтвердила эти положения (*ср.* рисунок 1 а, б и рисунок 2 а, б),

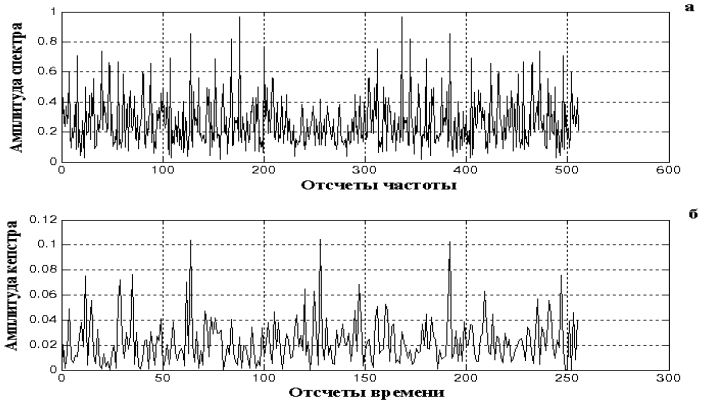


Рисунок 1. Кепстральный анализ исходного сигнала: а – исходный сигнал, б – кепстр

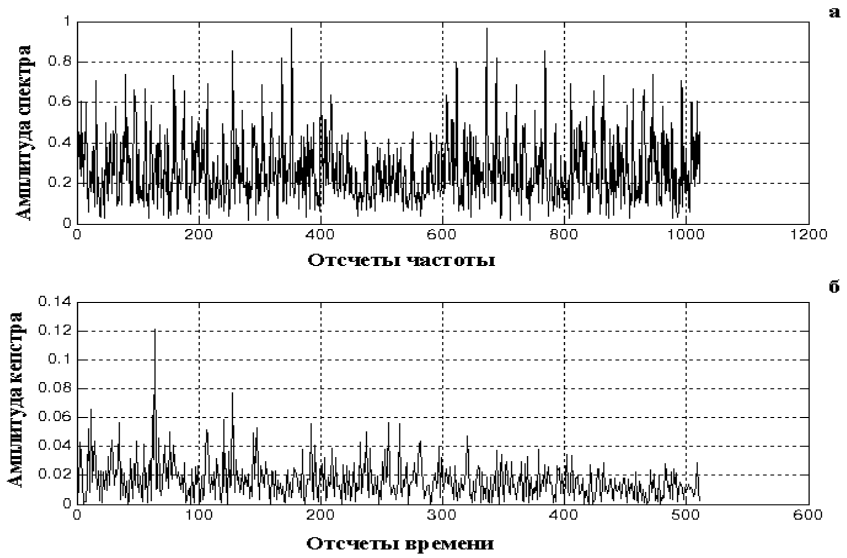


Рисунок 2. Кепстральный анализ сигнала, дополненного нулями в два раза: а – исходный сигнал, дополненный нулями, б – кепстр

Выводы. Разработан эффективный и результативный цифровой кепстральный метод выявления оснований звукорядов на базе анализа энергетических спектров сигналов, полученных с помощью параметрического дискретного преобразования Фурье. Предложенный метод позволяет повысить точность измерения оснований звукорядов, а также существенно сократить требуемый объем памяти и вычислительные затраты процессорных измерительных средств, реализующих алгоритмы БПФ.

Литература

1. J.W. Cooley, J.W. Tukey, An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series, Math. Of Comp., Vol. 19, No. 90, (1965), pp. 297-301.
2. B.P. Bogert, M.J.R. Healy, and J.W. Tukey, The Quefrency Alanysis of Time series for Echoes: Cepstrum, Pseudo-Autocovariance, Cross-Cepstrum, and Saphe Cracking, in Proc. of the Symp. on Time Series Analysis, by M. Rosenblatt (Ed.). Wiley, NY, (1963), pp. 209-243.
3. A.V. Oppenheim, R.W. Schafer, From Frequency to Quefrency: A History of the Cepstrum. IEEE Signal Processing Magazine, September (2004), pp. 95-99, 106.
4. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Тенденции развития дискретных косвенных измерений параметров электрических сигналов // Метрология. 2017. №1. С. 20-32.
5. Пономарев В.А., Пономарева О.В., Пономарев А.В. Измерение временных спектров дискретных сигналов на конечных интервалах // Вестник ИжГТУ имени М.Т.Калашникова, 2016.-Т.19.-№2.-С.80-83.
6. Пономарев В.А, Пономарева О.В., Пономарева Н.В. Метод быстрого вычисления дискретного преобразования Гильберта в частотной области// Современные информационные и электронные технологии, 2014.-№15.-С.183-184.
7. Пономарева О.В., Пономарев А.В., Пономарева Н.В. Иерархическое морфологическо-информационное описание систем функционального диагностирования объектов// Современные информационные и электронные технологии, 2013.-№14.-С.121-124.
8. Пономарева Н. В. Проблемы компьютерной спектральной обработки сигналов в музыкальной акустике // Интеллектуальные системы в производстве. – 2018. – Т. 16. – № 1. – С. 26-32.
9. Пономарева Н. В., Пономарева О.В., Хворенков В.В. Определение огибающей ангармонического дискретного сигнала на основе преобразования Гильберта в частотной области // Интеллектуальные системы в производстве. – 2018. – Т. 16. – № 1. – С. 33-40.
10. Пономарева Н.В., Пономарева В.Ю. Локализация спектральных пиков методом параметрического дискретного преобразования Фурье // Интеллектуальные системы в производстве. – 2016. – № 2 (29). – С. 15-18.
11. Пономарева О.В., Пономарева Н.В., Пономарева В.Ю. Применение временных окон в векторном анализе дискретных сигналов // Интеллектуальные системы в производстве. – 2016. – № 2 (29). – С. 19-21.

12. Пономарев В.А., Пономарева О.В., Пономарева Н.В. Инверсия дискретного времени и параметрическое дискретное преобразование Фурье // Интеллектуальные системы в производстве. – 2016. – № 4 (31). – С. 25-31.
13. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Обобщение дискретного преобразования Фурье для интерполяции во временной области / В.А. Пономарев, О.В. Пономарева // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1983. – Т. 16. – № 9. – С. 67 - 68.
14. Пономарева О.В., Алексеев В.А., Пономарев А.В. Быстрый алгоритм измерения спектра действительных сигналов методом апериодического дискретного преобразования Фурье // Вестник ИжГТУ имени М.Т.Калашникова. – 2014. – № 2(62). – С. 106 - 109.
15. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Инвариантность текущего энергетического спектра Фурье комплексных дискретных сигналов на конечных интервалах // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2014. – Вып. 2. – С. 8 - 16.
16. Пономарева О.В., Пономарев В.А. Измерение текущего энергетического фурье-спектра комплексных и действительных сигналов на конечных интервалах // Интеллектуальные системы в производстве. – 2013. – № 2(22). – С. 149 - 157.
17. Смирнова Н.В., Пономарева О.В. Векторная и спектральная цифровая обработка сигналов в музыкальной акустике методом параметрического дискретного преобразования Фурье. Цифровая обработка сигналов. 2019. № 2. С. 3-11.
18. Пономарева О.В. Горизонтальная скользящая пространственно-частотная обработка двумерных дискретных действительных сигналов. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 1. С. 78-87.
19. Пономарева О.В., Пономарев А.В. Интерполяция в пространственной области двумерных дискретных сигналов с помощью быстрых преобразований Фурье. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 1. С. 88-94.
20. Пономарева О.В., Пономарев А.В. Быстрый метод горизонтальной скользяшей пространственно-частотной обработки. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 2. С. 81-87.
21. Пономарева О.В., Пономарев А.В. Быстрый метод диагональной скользящей пространственно-частотной обработки дискретных сигналов. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 3. С. 105-114.
22. Пономарева О.В., Пономарев А.В. Огибающая действительного дискретного сигнала на конечном интервале и методы ее определения. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 4. С. 116-122.
23. Пономарева О.В., Пономарев А.В., Смирнова Н.В. Цифровизация измерений спектров в базисе Фурье - тенденции развития и проблемы. Приборы и методы измерений. 2019. Т. 10. № 3. С. 271-280.
24. Пономарев А.В. Вертикальная скользящая пространственно-частотная обработка дискретных сигналов. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 2. С. 65-72.
25. Пономарев А.В. Измерение амплитуды дискретного гармонического сигнала методом параметрического ДПФ Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 4. С. 107-115.
26. Пономарев А.В. Теоретические вопросы линейных пространственно-инвариантных систем обработки сигналов. Интеллектуальные системы в производстве. 2019. Т. 17. № 3. С. 97-104.
27. Пономарев А.В. Основы теории двумерной цифровой обработки сигналов в базисах Фурье с варьируемыми параметрами. Цифровая обработка сигналов. 2019. № 2. С. 12-20.

DIGITAL CEPSTRAL METHOD FOR IDENTIFICATION OF THE BASES OF SPEAKERS ON THE BASIS OF PARAMETRIC DFT

Prof. Dr. Tech. Sciences Ponomareva O.V.[1]
Associate Professor, Ph.D. econ. sciences. Ponomarev A.V.[1],
Associate Professor, Ph.D. tech. Sciences Smirnova N.V.[2]

[1]Izhevsk State Technical University M.T. Kalashnikova
[2]Sevastopol State University

Briefly discusses the application of cepstral analysis of the energy spectra of signals measured by the discrete Fourier transform (DFT). The problems of cepstral analysis of the energy spectra of signals, the advantages and

disadvantages of this type of analysis are investigated. A comparison is made of the results of revealing the reverse, gear and cyclic frequencies of the gearbox by the digital cepstral method with other digital methods for identifying the bases of harmonic series. Based on studies of the problems of digital cepstral processing of the energy spectra of signals, analysis of the advantages and disadvantages of this method of identifying the bases of scale, it is proposed, in order to increase the efficiency and effectiveness of cepstral analysis, that the energy spectra are not measured by the DFT method, but by the parametric DFT method (DFT-P). Briefly considered are the analytical properties of DFT-P. The existence of fast DFT-P (FFT-P) algorithms is proved. An experimental verification of the theoretical results obtained in the work was carried out by the method of numerical simulation.

_____ ◆ _____

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЙРОСЕНСОРНОЙ ТУГОУХОСТИ НА ОСНОВЕ СУБПОЛОСНОЙ КОМПРЕССИИ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА

асп. Порхун М.И., доц. Вашкевич М.И.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, БГУИР, каф. ЭВС, 220013, Минск, Беларусь, e-mail: porhun@bsuir.by, vashkevich@bsuir.by

Описываются основные принципы построения компрессоров динамического диапазона для моделирования нейросенсорной тугоухости по аудиограмме. Рассматриваемая модель основана на совместном использовании субполосной декомпозиции звукового сигнала и применении компрессии в каждой полосе. Используя данный подход можно моделировать феномен усиленного нарастания громкости (рекруитмент), связаный с сужением слышимого динамического диапазона. Настройка параметров компрессии динамического диапазона выполняется на основании информации, извлекаемой из аудиограммы человека с нейросенсорной тугоухостью.

Введение. Одним из основных методов моделирования нейросенсорной тугоухости является субполосная декомпозиция звукового сигнала с последующим применением компрессоров динамического диапазона (КДД) в каждой полосе (рисунок 1) [1-3]. Разделение сигнала на субполосы осуществляется при помощи банка фильтров, как правило, согласованного с механизмом декомпозиции звука человеческим ухом. КДД отвечают за частотно-зависимое ослабление сигнала в полосах. Применение КДД позволяет отобразить узкий динамический диапазон остаточного слуха в широкий динамический диапазон нормального слуха, а также имитировать феномен усиленного нарастания громкости (рекруитмент), чего, как показывают исследования, вполне достаточно для моделирования нейросенсорной тугоухости [1,4]. Одной из ключевых задач подобных методов является корректная настройка КДД по аудиограмме человека с нейросенсорной тугоухостью.

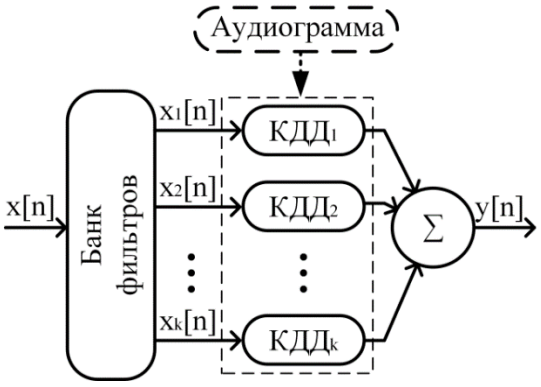


Рисунок 1 – Общая схема моделирования нейросенсорной потери слуха

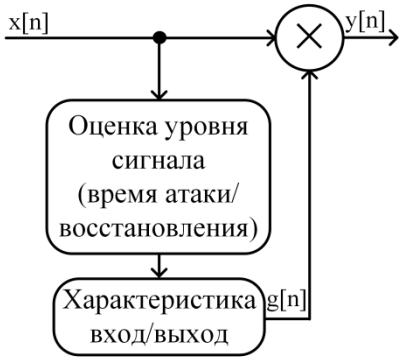


Рисунок 2 – Общая схема КДД

Компрессор динамического диапазона. Основная цель компрессии – автоматический выбор коэффициентов ослабления/усиления субполосных составляющих в зависимости от уровня мощности сигнала в текущей полосе. Компрессоры динамического диапазона (рисунок 2) характеризуются следующими параметрами: порог срабатывания (англ. CT – compression threshold), коэффициент сжатия

(англ. CR – compression ratio), время атаки (t_a) и время восстановления (t_r), а также коэффициент усиления/ослабления (G) [5]. Порог срабатывания определяет точку перегиба характеристики вход/выход КДД, тем самым определяя область, в которой алгоритм компрессии будет активен. Коэффициент сжатия определяет степень сжатия динамического диапазона. Время атаки задает промежуток времени между моментом установки входного уровня сигнала и временем, через которое выход оценщика уровня сигнала достигнет этого значения. Время восстановления же определяет промежуток времени между моментом спада уровня входного сигнала и временем, через которое данный уровень установится на выходе оценщика. Коэффициент усиления/ослабления показывает, как нужно изменить уровень входного сигнала в соответствии с характеристикой вход/выход [5]. Пример характеристики вход/выход КДД приведён на рисунке 3. Иллюстрация времени атаки и времени восстановления компрессора представлены на рисунке 4.

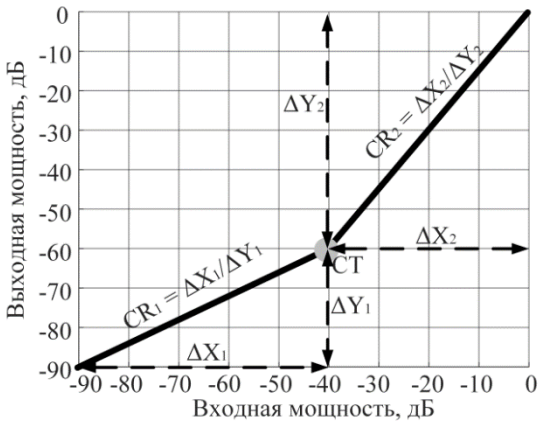


Рисунок 3 – Характеристика вход/выход КДД

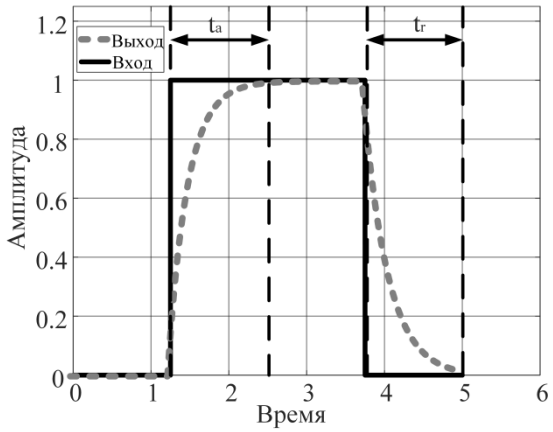


Рисунок 4 – Время атаки и восстановления

Рекруитмент (феномен усиленного нарастания громкости). Известно [6], что здоровая улитка усиливает тихие звуки на 50…60 дБ, а громкие не усиливаются вовсе (рисунок 5). За величину коэффициента усиления отвечают наружные волосковые клетки. Появление рекруитмента (феномена усиленного нарастания громкости) связано с тем, что при увеличении потери слуха волосковые клетки теряют регулятивные свойства, что искажает процесс нормального усиления звуков: тихие звуки усиливаются крайне слабо по сравнению с громкими. Субъективно, для человека это проявляется в болевых или дискомфортных ощущениях, вызываемых громкими звуками.

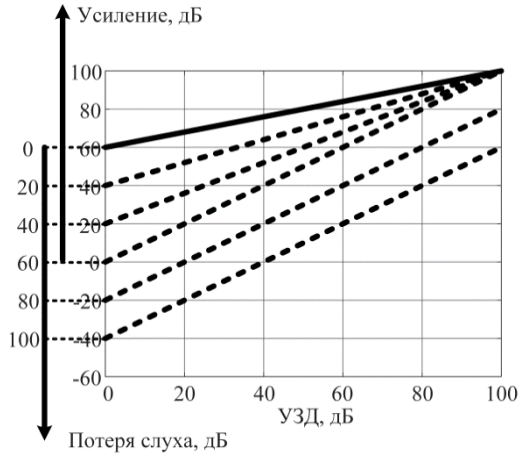


Рисунок 5 – Усиление в улитке

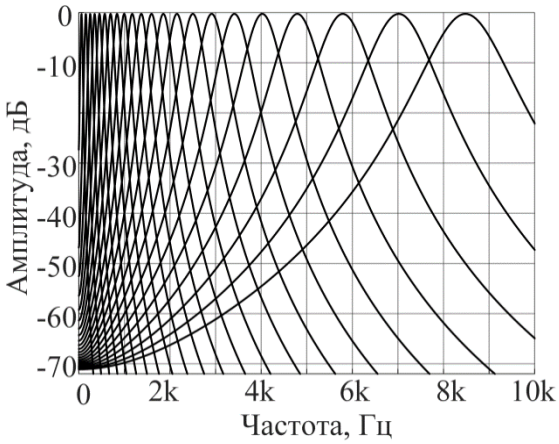


Рисунок 6 – АЧХ банка фильтров

Настройка КДД. Настройка КДД для конкретной субполосы выполняется по следующим параметрам: порог рекруитмента (T_R), порог слышимости в норме (T_N) и порог слышимости тугоухого человека (T_I).

Аудиограмма (рисунок 7) является основным источником информации при моделировании нарушений слуха. Поскольку для каждой частотной полосы строится свой компрессор, то для настройки КДД необходимо знать пороги слышимости на центральных частотах банка фильтров (рисунок 6) (f_C). Для их определения требуется интерполировать аудиограмму слабослышащего человека и абсолютный порог слышимости (в соответствии со стандартом ISO 226 [7]) на сетку центральных частот банка фильтров. Затем

необходимо рассчитать порог слышимости тугоухого человека (T_I) на центральных частотах банка фильтров (рисунок 8):

$$T_I(f_C) = T_N(f_C) + HL(f_C) \quad (1)$$

где $T_N(f_C)$ – порог слышимости для слуха в норме на частоте f_C, $HL(f_C)$ – уровень потери слуха из аудиограммы на частоте f_C.

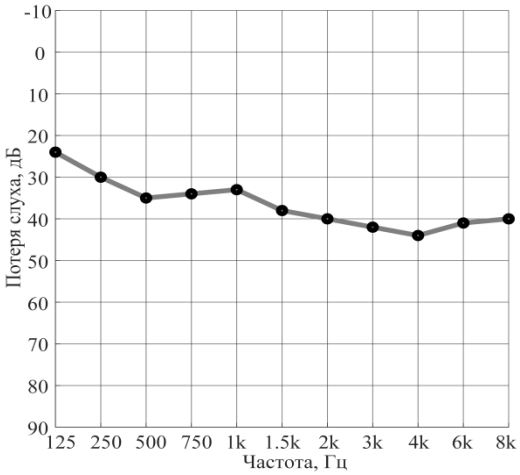


Рисунок 7 – Пример аудиограммы

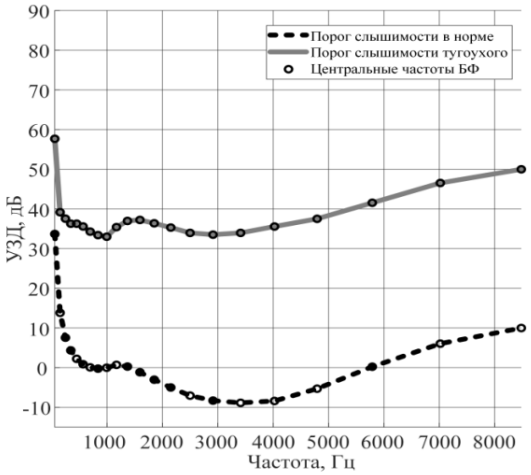


Рисунок 8 – Пороги слышимости

Поскольку дальнейшая обработка сигналов основывается на оценке уровня мощности в субполосе, то необходимо перейти от уровней звукового давления (УЗД) к «цифровым» дБ. Для этого требуется сместить порог слышимости в УЗД (рисунок 9) до уровня -90 дБ (рисунок 10).

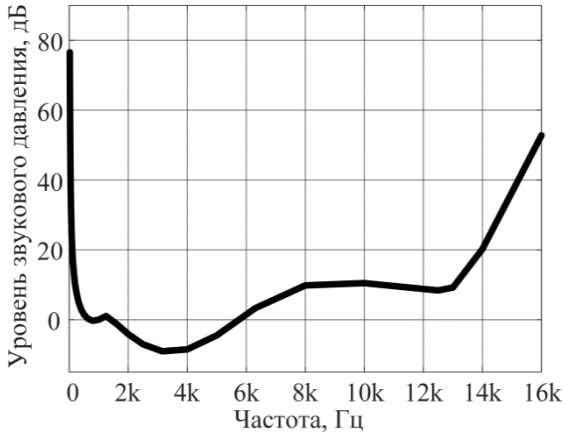


Рисунок 9 – Порог слышимости (УЗД дБ)

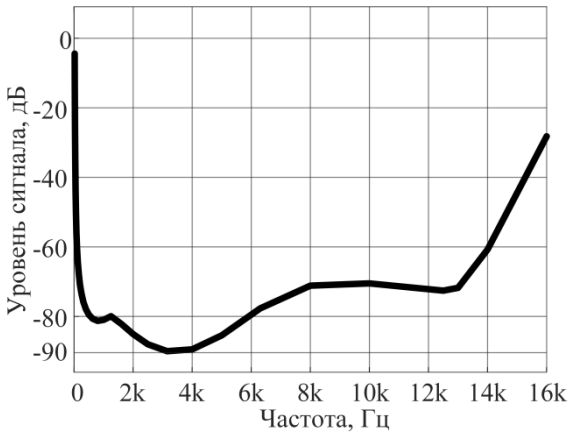


Рисунок 10 – Порог слышимости (цифр. дБ)

Чтобы настроить КДД на моделирование рекруитмента, необходимо знать его пороги (T_R) на центральных частотах банка фильтров. Для определения порогов рекруитмента используется надпороговая аудиометрия [6]. Однако далеко не всегда существует возможность получить эти данные. Решением проблемы может служить аппроксимация порогов рекруитмента по аудиограмме. На первом этапе вычисляется угол рекруитмента α (в градусах) [3]:

$$\alpha = 47 + 0.45HL(f_C) \quad (2)$$

Далее, зная HL и α, можно определить размер рекруитмента (R) на частоте f_C [3]:

$$R(f_C) = HL(f_C)/(tan\,\alpha - 1) \quad (3)$$

Поскольку нас интересует именного порог рекруитмента (T_R) на частоте f_C, то по полученному размеру R, его можно вычислить следующим образом [3]:

$$T_R(f_C) = T_I(f_C) + R(f_C) \quad (4)$$

Стоит отметить, что при очень больших и очень малых уровнях потери слуха, величина R становится нереалистично маленькой. Чтобы избежать этой проблемы, предлагается установить минимально возможное значение параметра $R_{min} = 15$ дБ [3]. График зависимости размера рекруитмента от величины потери слуха

приведён на рисунке 11. Изменение угла рекруитмента в зависимости от уровня потери слуха отображено на рисунке 12.

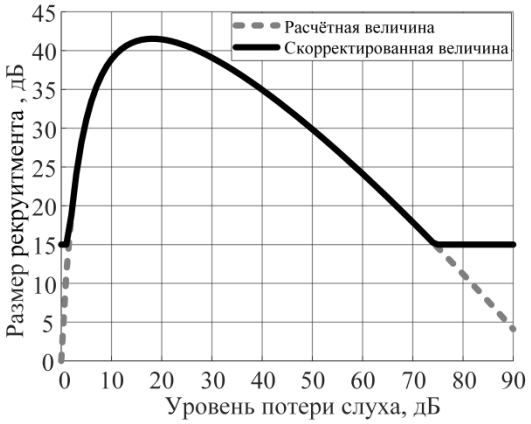


Рисунок 11 – Зависимость размера рекруитмента от уровня потери слуха

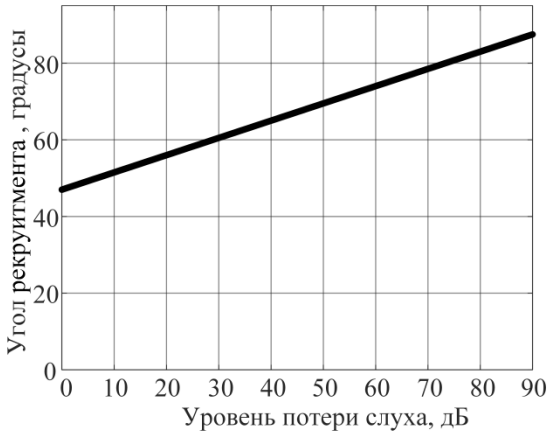


Рисунок 12 – Зависимость угла рекруитмента от уровня потери слуха

Получив из аудиограммы необходимые параметры слуха (T_I, T_N, T_R), можно настроить КДД.

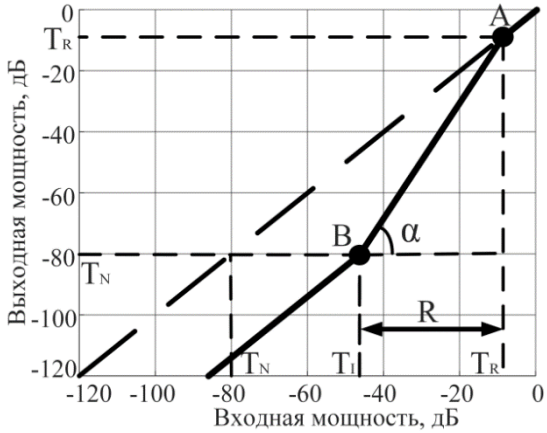


Рисунок 13 – Пример построения характеристики вход/выход КДД

На рисунке 13 приведён пример построения КДД для следующих значений: $T_N = -80.25$ дБ, $T_I = -46.6$ дБ, $T_{HL} = 33.65$ дБ, $\alpha = 62.14°$, $= 37.72$ дБ, $T_R = -8.87$ дБ. Штриховой линией под углом 45° изображена характеристика вход/выход КДД для нормально слышащего человека. На участке $T_R \dots 0$ дБ уровень входного сигнала повторяет уровень выходного, т.е. сигналы уровнем выше T_R дБ тугоухий человек воспринимает также как и нормально слышащий. На участке $T_I \dots T_R$ дБ громкость изменяется нелинейно (происходит моделирование рекруитмента и сужения слышимого динамического диапазона). На участке $-120 \dots T_I$ дБ сигнал ослабляется линейно, что позволяет не вносить нелинейных искажений в сигнал (в данном динамическом поддиапазоне).

Реализация КДД. В каждой обрабатываемой субполосе на выходе банка фильтров, на частотах, соответствующих центральным частотам фильтров, производится оценка мощности сигнала. С целью уменьшения вычислительной сложности расчёта мощности субполосного сигнала предлагается использовать экспоненциальное усреднение [8]:

$$P_k^{in}[n] = \begin{cases} (1 - AT)P_k[n-1] + AT\,x_k^2[n], \text{ если } x_k^2[n] > P_k[n-1] \\ (1 - RT)P_k[n-1], \text{ если } x_k^2[n] \le P_k[n-1] \end{cases}, \; k = 0 \dots K-1, \qquad (5)$$

где $P_k^{in}[n]$– мощность сигнала на выходе -го канала банка фильтров, $x_k[n]$ – сигнал на выходе k-го канала банка фильтров, K – число каналов банка фильтров, параметры AT и RT – коэффициенты атаки и восстановления [8]:

$$AT = 1 - \exp\left(\frac{-2.2T_S}{t_a/1000}\right), \; RT = 1 - \exp\left(\frac{-2.2T_S}{t_r/1000}\right) \qquad (6)$$

где T_S – период дискретизации, t_a и t_r – время атаки и восстановления, которые задаются в секундах.

Сама компрессия заключается в усилении/ослаблении субполосного сигнала [9]:

$$y_k[n] = x_k[n] \cdot g_k[n] \quad (7)$$

где $x_k[n]$ – сигнал на выходе -го канала банка фильтров, $g_k[n]$ – коэффициент усиления/ослабления сигнала в k-й субполосе, $y_k[n]$ – выходной сигнал k-й субполосы.

Расчет субполосного коэффициента g_k ослабления выполняется в два этапа.

На первом этапе значения полученных оценок мощности в субполосах переводятся в дБ:

$$P_{k,dB}^{in} = 10 \log_{10} P_k^{in} \quad (8)$$

Затем выполняется расчёт уровней выходной мощности. Выходная мощность $P_k^{out}[n]$ рассчитывается исходя из характеристики вход/выход КДД.

На втором этапе вычисляются целевые коэффициенты ослабления в субполосах:

$$G_{k,dB} = P_{k,dB}^{out} - P_{k,dB}^{in} \quad (9)$$

Полученные коэффициенты переводятся из дБ в линейный масштаб:

$$g_k = 10^{G_{k,dB}/20} \quad (10)$$

Вывод. В работе изложены принципы построения КДД для моделирования нейросенсорной тугоухости по аудиограмме. Используя данный подход можно провести моделирование основных особенностей нейросенсорной тугоухости: сужения слышимого динамического диапазона и рекруитмента.

Литература

1. P. M. Zurek, J. G. Desloge Hearing loss and prosthesis simulation in audiology / The Hearing Journal, – 2007. – Vol. 60, Issue 7. – P. 32 – 33.
2. D. W. Kim et al. Simulation of hearing impairment with sensorineural hearing loss / Proceedings of the 19th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Chicago, IL, USA, – 1997. – Vol. 5. – P. 1986 – 1989.
3. P. Duchnowski, P. M. Zurek Villchur revisited: another look at automatic gain control simulation of recruiting hearing loss / The Journal of the Acoustical Society of America, – 1995. – Vol. 98, Issue 6. – P. 3170 – 3181.
4. HeLPSV2 v2 User Guide / Sensimetrics Corporation, – Malden, Massachusetts, – 2014.
5. S. Banerjee The compression handbook: An overview of the characteristics and applications of compression amplification / Starkey Laboratories, – 2014. –48 p.
6. А. Фонлантен, А. Хорст Слуховые аппараты / Феникс, Ростов н/Д. – 2009. – 304 с.
7. ISO 226:2003. Acoustics — Normal Equal-Loudness Level Contours / International Organization for Standardization, – Geneva, Switzerland, – 2003.
8. U. Zoelzer Digital audio signal processing / John Wiley & Sons Software, – 2008. –334 p.
9. М. И. Порхун, М. И. Вашкевич Моделирование эффекта потери слуха / Цифровая обработка сигналов и ее применение: труды 20-й междунар. конф., Москва, 28-30 марта 2018 г., РНТОРЭС имени А.С. Попова, – Москва, 2018. – Т. 1. – С. 228 – 233.

SENSORINEURAL HEARING LOSS SIMULATION BASED ON THE SUBBAND DYNAMIC RANGE COMPRESSION

Porhun M.I., Vashkevich M.I.

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics
6, P. Brovki str., Computer Engineering Department, 220013, Minsk, Belarus,
e-mail: porhun@bsuir.by, vashkevich@bsuir.by

The basic principles of developing of dynamic range compressors for sensorineural hearing loss simulation by an audiogram are described. The model is based on the common using of subband decomposition of the audio signal and compression in each band. Loudness recruitment and narrowing of the audible dynamic range can be simulated using this approach. Dynamic range compressors are tuned based on parameters extracted from an audiogram of a person with sensorineural hearing loss.

ПРАКТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ РЕАЛИЗАЦИИ ГРОМКОСТНОЙ МОДЕЛИ ЦВИКЕРА

асп. Санько Н.С.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, БГУИР, каф. ЭВС, 220013, Минск, Беларусь, e-mail: nik.sanko95@mail.ru

Описывается принцип построения громкостной модели Цвикера. Данное практическое описание модели Цвикера основано на применении треть-октавного банка фильтров и вычислении удельной и полной громкости звукового сигнала. Рассмотрены способ оценки громкости, факторы частичного и полного маскирования частотных групп соседними группами, а также применимость выбранной треть-октавной фильтрации в аспекте данной модели.

Введение. Существует потребность в правильной оценке громкости сигнала для того, чтобы люди с проблемами со слухом, которые используют слуховой аппарат, могли без каких-либо потерь воспринимать и распознавать окружающие их звуки и речь. В основу слухового аппарата входят алгоритмы динамической компрессии, которые оценивают энергию сигнала на каждой отдельной субполосе и восстанавливают его для комфортного восприятия слушателем. Однако существует проблема при восстановлении (усилении) сигнала до нормального слухового восприятия пациентом. А именно, при обработке широкополосного сигнала. При усилении такого рода сигналов громкость становится достаточно высокой [1]. Данный сигнал будет являться переусиленным и некомфортным для восприятия пациентом. Таким образом выявилась потребность в применении более сложных методов оценки громкости. Одним из таких методов является модель громкости Цвикера. Задачей данной модели является оценка громкости звукового сигнала во всем диапазоне частот с учетом порогов слышимости. При оценке громкости в модели Цвикера входной сигнал проходит этапы анализа спектра мощности и октавной фильтрации. На данных этапах строится банк треть-октавных фильтров, выделяется и рассчитывается уровень звукового давления на всех треть-октавных полосах. После прохождения фильтрации производится расчёт уровней удельной громкости на каждой критической полосе, и путём интегрирования по всему диапазону находится уровень полной громкости сигнала. При прохождении всех этапов данной модели результатом будет являться количественная оценка уровня полной громкости звукового сигнала.

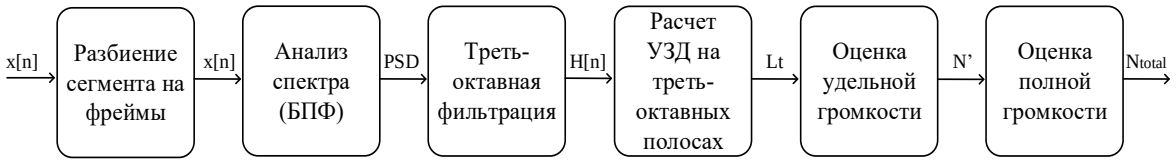


Рисунок 1 – Общая схема громкостной модели Цвикера

Треть-октавный банк фильтров и анализ спектра. Для вычисления громкости существует потребность в спектральном анализе сигнала, подающегося на вход модели Цвикера. А именно, начальным этапом является - вычисление уровней звукового давления на полосах фильтров. Для вычисления данной характеристики следует рассчитать спектральную плотность мощности (СПМ) [2]. Производится оценка уровня СПМ по формуле 1 для выражения данной составляющей в дБ.

$$PSD_{dB}(f) = 10\log_{10}\left(\frac{PSD(f)}{{P_{ref}}^2}\right), \quad (1)$$

где $PSD(f)$ – СПМ на частоте f, P_{ref} – эталонное давление звука (20 мкПа).

На рисунке 2 представлен экспериментальный сигнал, поданный на вход данной модели, а на рисунке 3 – пример его спектра мощности.

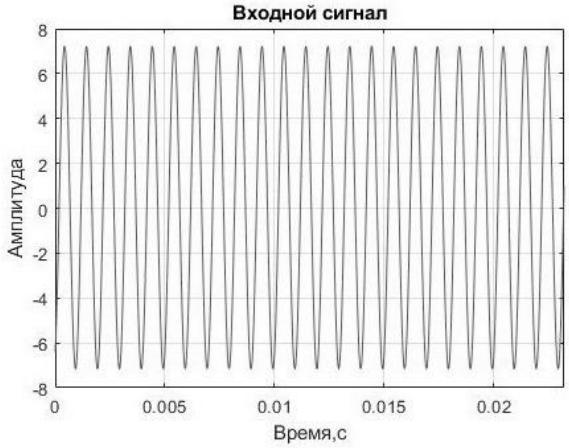


Рисунок 2 – Пример входного сигнала

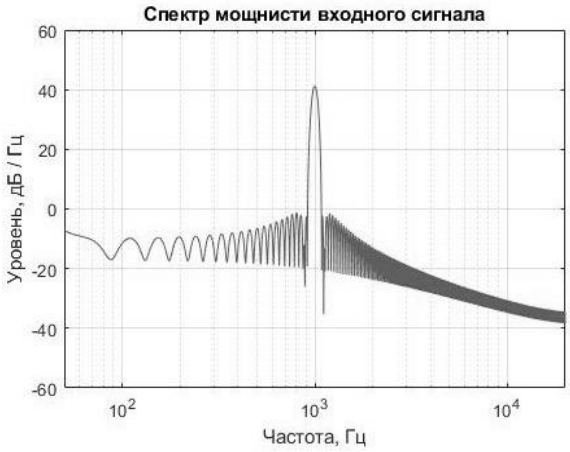


Рисунок 3 – Пример спектрального анализа входного сигнал

Спектральная плотность мощности и выбор треть-октавного банка фильтров в модели Цвикера обусловлен тем, что существует возможность сокращения объема вычислений и треть-октавные фильтры наиболее точно отображают восприятие звуковых сигналов человеческим ухом, что делает методы треть-октавной фильтрации весьма перспективными при исследовании гладких спектров, для которых существует возможность увеличения полосы частот без опасения потери характерных локальных особенностей. Октавные полосы частот используют при проведении акустических расчетов и измерении шумов, а также в системах распознавания речи [3].

Суть октавной фильтрации заключается в разделении исследуемого сигнала на октавные полосы частот. Октавная полоса частот (октава) — это полоса частот, у которой отношение верхней граничной частоты к нижней равно двум. В общем же случае говорят об треть-октавной фильтрации, когда соотношение верхней и нижней граничных частот полосы определяется выражением [3]:

$$\frac{f_u}{f_l} = 2^{\frac{1}{3}}, \qquad (2)$$

где f_u – верхняя граничная частота, f_l – нижняя граничная частота.

Полоса прозрачности данного фильтра имеет одинаковую ширину, равную 23 % в диапазоне полосы звуковых частот, что является одной третью октавы. Фильтры данного рода хорошо подходят для расчёта громкости. Полосы прозрачности такого фильтра хорошо совпадают с частотными группами, которые находятся в области выше, чем 400 Гц. На низких частотах треть-октавные полосы значительно меньше частотных групп.

Расчёт центральных частот фильтра производится по формуле 3:

$$f_c(k) = \frac{1}{2^{\frac{1}{6}}} \times f_u(k), \qquad (3)$$

где $f_c(k)$ – центральная частота, k – номер полосы.

В случае громкостной модели Цвикера, данные центральные частоты, а также нижние и верхние границы частот, охватывающие частотный диапазон слышимости для треть-октавного фильтра определены в стандартизированной таблице, где первое значение нижней граничной частоты (f_l) равно 22.4 Гц, верхней граничной частоты (f_u) – 28.2 Гц и центральной частоты (f_c), равной 25 Гц, исходя из этого можно найти ширину полосы:

$$B_w(k) = \frac{f_C(k)}{f_u(k) - f_l(k)}, \qquad (4)$$

где $B_w(k)$ – ширина полосы треть-октавного банка фильтров.

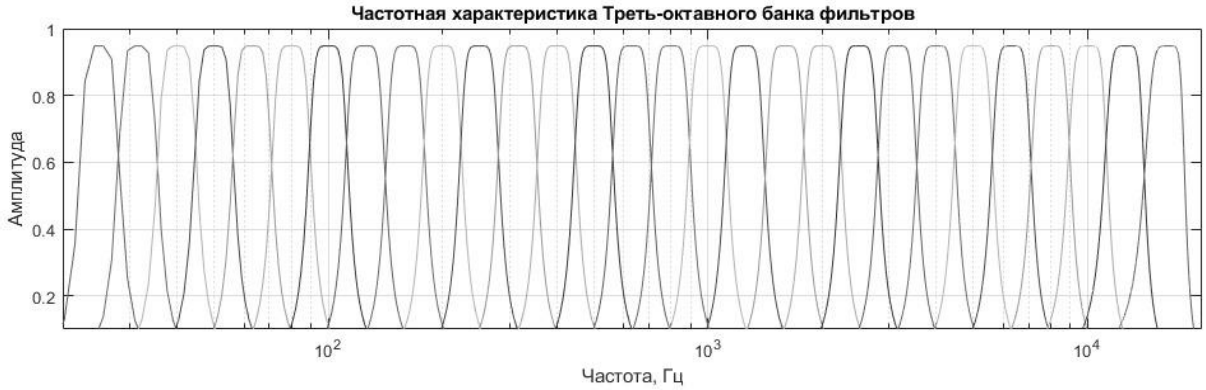


Рисунок 4 – АЧХ банка фильтров

На основании построенного банка фильтров производится расчёт уровней звукового давления (УЗД) для частного случая (звукового сигнала) [2]:

$$L(k) = 10\log_{10}\sum_{1}^{k}\left(10^{\frac{PSD_{dB}(k)}{10}} \times H^2(k)\right), \quad (5)$$

где $L(k)$ – уровень звукового давления на треть-октавных полосах, k – количество полос банка фильтров, $H(k)$ – частотные характеристики треть-октавного банка фильтров.

На рисунке 5 представлен график уровней звукового давления на каждой полосе треть-октавного банка фильтров:

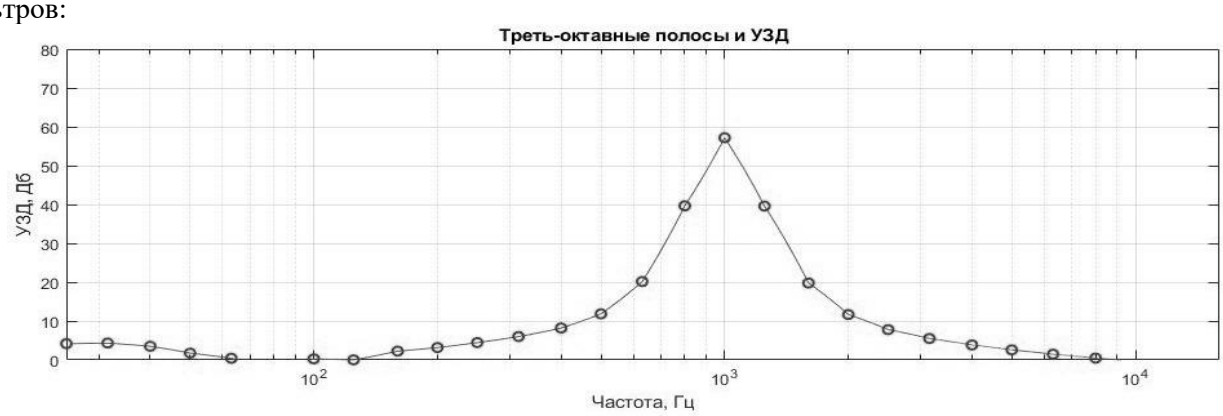


Рисунок 5 – УЗД на каждой полосе банка фильтров

На графике можно заметить круглые отметки, характеризующие центральные частоты банка фильтров.

Громкость. Громкость является субъективной мерой ощущения звукового давления. Однако она не только зависит от звукового давления, но существует и зависимость от частоты. Громкость измеряется в фонах, либо в сонах [4]. Уровень звукового давления чистого тона на частоте в 1000 Гц соответствует значению в фонах. Зачастую интерес представляет не уровень громкости, выраженный в фонах, а величина, показывающая, во сколько раз один звук громче другого. Такой показатель именуется как относительная громкость и находится посредствам сравнения громкости исследуемого звука с чистым тоном на частоте 1 кГц. Исходя из данного измерения можно получить громкость сигнала в сонах. Величина звукового давления синусоидального тона в 40 дБ на частоте 1 кГц (т.е. с громкостью в 40 фон) соответствует громкости 1 сон. Таким образом величину звукового давления можно выразить как уровень громкости в фонах:

$$L_{phon} = 10lg\frac{I}{I_0}, \quad (6)$$

где I – интенсивность звука, I_0 – интенсивность звука на пороге слышимости.

При увеличении громкости на 10 фон, громкость звука в сонах увеличивается в 2 раза. Данное правило применимо для звуков, имеющих громкость выше 40 фон. Расчетная формула громкости в сонах представлена в следующей формуле, при условии, что громкость будет выше 40 фон [4]:

$$N_{sone} = 2^{0.1\times L_{phon}-4}, \quad (7)$$

где N_{sone} – громкость в сонах, L_{phon} – уровень звукового давления, выраженный как уровень громкости, в фонах.

Расчетная формула при громкости ниже 40 фон:

$$N_{sone} = \left(\frac{L_{phon}}{40}\right)^{2.86} - 0.005\,, \tag{8}$$

Удельная и полная громкость. Удельная (специфическая) громкость описывает ощущение громкости, вызванное звуком в конкретной области базилярной мембраны в определенной полосе частот, измеренной в критических полосах. Такое определение, как критическая полоса, принадлежит к частотным полосам банка треть-октавных фильтров, который используется в качестве имитации частотного разрешения слуха человека. Критические полосы применяются для количественной оценки способности человеческого уха различать звук на определенных частотах. Человеческий орган слуха может слышать на частоте от 20 до 20000 Гц, однако способность различать отдельные звуки зависит от частоты. Для удобства работы с критическими полосами существует специальная единица измерения – Барк. В диапазоне от 0 до 16 кГц существует 24 критических полосы, которые соответствуют шкале Барков от 0 до 24 Барк.

Определение удельной громкости основывается на законе Стивенсона, в котором говорится о том, что ощущение, которое относится к категории ощущений интенсивности, увеличивается с физической интенсивностью в соответствии со степенным законом [5]. Следовательно, если предполагается, что относительное изменение громкости пропорционально относительному изменению интенсивности, то модель расчёта громкости может быть разработана с учетом данного степенного закона [4].

$$\frac{\Delta N(z)}{N(z)} = \mathrm{const}\frac{\Delta I(z)}{I(z)}\,, \tag{9}$$

где N – велечина ощущения громкости, ΔN – изменение громкости, I – интенсивность [4], ΔI – изменение интенсивности, z – номер частотной группы [4].

Так же в модели Цвикера вместо интенсивности используется уровень возбуждения из-за ограниченной избирательности слуха, а вместо громкости сначала рассчитывается удельная громкость. Следовательно, удельная громкость звука может быть выражена в формуле 10 [4]:

$$\frac{N'(z)}{\Delta N'(z)} = k\frac{\Delta E(z)}{E(z)}\,, \tag{10}$$

где N' – удельная громкость, $\Delta N'$ – изменение удельной громкости, ΔE – изменение уровня возбуждения, E – уровень возбуждения, k – постоянная пропорциональности.

Для каждого звука удельная громкость определяется по возбуждению, которое задаётся интенсивностью звука в каждой частотной группе. Расчет удельной громкости производится по формуле 11 [4]:

$$N'(\mathrm{z}) = 0.068\left(\frac{1}{s}\times\frac{E_{\mathrm{пс}}(z)}{E_0}\right)^{0.23}\times\left[\left(1-s+s\times\frac{E(z)}{E_{\mathrm{пс}}(z)}\right)-1\right], \tag{11}$$

где E – возбуждение, s – пороговый коэффициент, $E_{\mathrm{пс}}$ – возбуждение на пороге слышимости [4], E_0 – постоянная порогового возбуждения [4].

При формировании ощущения громкости слух оценивает возбуждение во всем диапазоне высоты тона, таким образом величину громкости можно выявить путём интегрирования по всему диапазону.

$$N = \int_0^z N'(z)dz\,, \tag{12}$$

где N – полная громкость, N'– удельная громкость, z – номер критической полосы.

На рисунке 6 представлен график с отображением уровней удельной громкости в 24 критических полосах для определённого звукового сигнала.

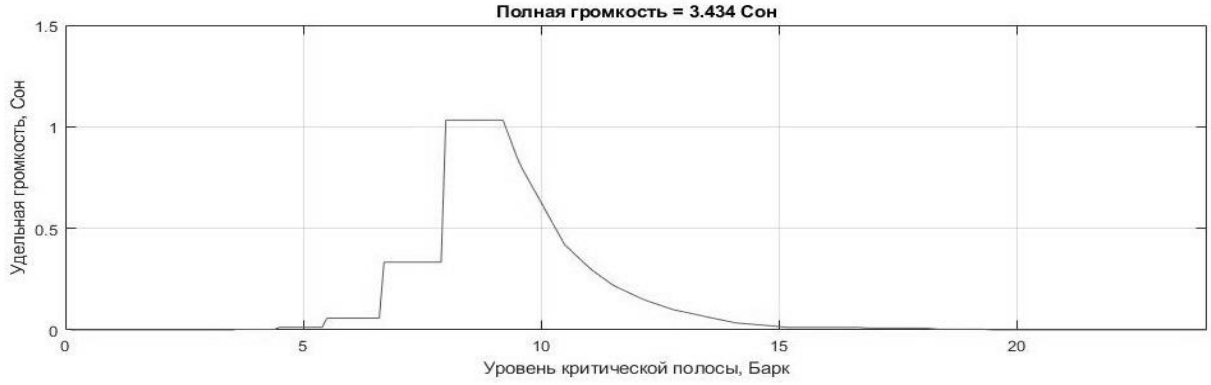


Рисунок 6 – Пример спектра громкости

По данному графику достаточно просто можно определить полную громкость сигнала, которая будет равна площади фигуры под кривой громкости.

Также на рисунке 6 можно наблюдать эффекты маскирования. Маскирование – это снижение способности слышать один звук из-за присутствия другого звука. Зачастую, при маскировании, низкочастотный звук маскирует высокочастотный. Так же при наложении звука существует пред-маскирование и пост-маскирование. Данные явления проявляются как нарастающее прерывание основного звука маскирующим (пред-маскирование), и как затухание эффекта наложения при прекращении маскирования (пост-маскирование). В модели Цвикера маскирование громкости можно наблюдать на участках наклонных кривых [6].

Вывод. В работе рассмотрен способ реализации громкостной модели Цвикера, основные этапы, их практическое применение в данной модели и взаимосвязь громкости с законом Стивенса. Приведены примеры и исследованы практические аспекты формирования и расчёта удельно и общей громкости. Используя данную модель громкости Цвикера, можно на практике оценить уровень громкости входного речевого сигнала, либо тона.

Литература

1. D. Oetting, S. D. Ewert, V. Honmann, J. E. Appell Model-based loudness compensation for broad- and narrow-band signals / Speech and Audio Technology, Oldenburg, Germany. – 2013.
2. J. Timoney, T. Lysaght, M. Schoenwiesner, L. McManus Implementing loudness models in Matlab / Proc. of the 7th Int. Conference on Digital Audio Effects, Naples, Italy. – 2004.
3. Д. Каплун Метод октавной цифровой фильтрации с сокращением объема вычислений на ПЛИС / Компоненты и технологии. – 2008. – С. 131 – 134.
4. Э.Цвикер, Р.Фельдкеллер Ухо как приёмник информации/ Связь, Москва.– 1971.– 252 с.
5. J. Chatterley Sound Quality Analysis of Sewing Machines / Brigham Young University, – 2005. – 157 p.
6. R.Fridrich Estimation of Loudness by Zwicker’s Method / Starkey Laboratories, – 2014. –48 p.

PRACTICAL ASPECTS OF IMPLEMENTATION OF ZWICKER’S LOUDNESS MODEL

Sanko N.S.

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics
6, P. Brovki str., Computer Engineering Department, 220013, Minsk, Belarus,
e-mail: nik.sanko95@mail.ru

The principle of developing a Zwicker’s loudness model is described. The practical description of Zwicker’s model is based on the use of one-third octave filter bank and the calculation of specific and total loudness of the audio signal. A method for estimating loudness, factors of partial and complete masking of frequency groups by neighboring groups and the applicability of using the one-third octave filtering in the aspect of Zwicker’s model are considered.

ЛИНГВИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПОТОКОВ АКУСТИЧЕСКОЙ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ЭМИССИИ

доц., д-р техн. наук Сенкевич Ю.И.

Институт космофизических исследований и распространения радиоволн ДВО РАН

Представлены результаты научных исследований по применению информационного подхода к обработке и анализу сигналов акустической эмиссии в приповерхностных осадочных породах и электромагнитной эмиссии в приземном слое атмосферы. Приведен алгоритм представления сигнала эмиссии в виде кодированного сообщения, а также передачи его предварительной обработки и анализа в область лингвистической обработки и анализа сообщений с использованием разработанного метода для описания

структуры импульсов эмиссии посредством матрицы локальных отношений экстремумов. Предложена методика кластеризации матриц отношений локальных экстремумов, уменьшения размерности множества полученных классов и формирования алфавита сообщения. Приведены примеры динамики алфавитов во времени на основе разработанных алгоритмов, а также критерии обнаружения аномалий в эмиссионном потоке.

Вопросы поиска устойчивых маркеров сейсмических событий на основе анализа сейсмических и электромагнитных сигналов, не смотря на свою достаточно долгую историю изучения, постоянно находятся в поле внимания исследователей. В этой области знаний были выполнены наиболее значимые модели предсказаний землетрясений [1,2]. В основном рассматривался ОНЧ диапазон акустических колебаний, лежащий ниже 100 Гц. В последние годы обратили на себя внимание работы по изучению сигналов более высокого диапазона колебаний (от 20 Гц до 10-16 кГц и выше), наблюдаемых в приповерхностном слое Земли, связанных с физическими процессами пластической деформации. Такие акустические и электромагнитные сигналы известны как сигналы геоакустической и электромагнитной эмиссии соответственно [3,4]. На протяжении последнего десятилетия в ИКИР ДВО РАН ведутся исследования по изучению возможности создания детекторов обнаружения аномалий в таких эмиссионных геофизических сигналах (ГФС) и связи их с сейсмическими событиями. Несмотря на различную физическую природу акустического и электромагнитного эмиссионных сигналов, при ближайшем рассмотрении они имеют много общих свойств, связанных с морфологией отображения разнообразия форм импульсов и группового поведения импульсов в потоке. Авторами [4,5] показано, что изменение импульсного разнообразия и распределения импульсов в различные моменты времени несет отпечаток сейсмических событий. Отсюда возникает особый интерес к изучению динамических характеристик эмиссионных ГФС. В настоящем материале представлено одно из направлений исследований, базирующееся на информационном подходе к обработке ГФС [6], идея которого состоит в трансформации импульсного потока эмиссионного ГФС в кодовое сообщение, позволяющее применять к нему методы и алгоритмы лингвистического анализа.

Для получения нормальных и аномальных характеристик эмиссионных ГФС необходимо классифицировать многообразие форм импульсов в потоке, а затем охарактеризовать их распределение на временной оси. Для чего на первом этапе осуществляется кластеризация импульсов по описанию их формы по значениям «особых» точек, которые в значительной степени характеризуют функцию сигнала. Такими точками являются локальные экстремумы амплитудно-фазового паттерна импульса и их взаимное отношение, как это имеет место в ряде методов математической морфологии при распознавании и описании графических объектов [7,8]. Фиксируются абсолютные значения локальных экстремумов и временные промежутки между соседними экстремумами. Получаем два ряда значений, которые попадают под определение упорядоченных множеств: $\{a_i\} = a_0, a_1, \ldots, a_N$ и $\{\tau_i\} = \tau_0, \tau_1, \ldots, \tau_{N-1}$. Построим на их основе матрицу взаимных отношений зафиксированных величин по принципу сравнения каждого последовательно выбранного значения ряда с остальными значениями ряда по правилу (1).

$$r_{i,j} = \begin{cases} 1, & a_i > a_j \\ 0, & a_i \le a_j \end{cases} \qquad i,j = \overline{1,N}$$
$$\omega_{i,j} = \begin{cases} 1, & \tau_i > \tau_j \\ 0, & \tau_i \le \tau_j \end{cases} \qquad i,j = \overline{1,N-1} \tag{1}$$

где $r_{i,j}$ – результат логического сравнения i-го и j-го значений амплитуд экстремумов; $\tau_{i,j}$ – результат логического сравнения i-го и j-го значений интервалов между экстремумами. Составим бинарные матрицы результатов сравнения отдельно для сравниваемых амплитудных значений $r_{i,j}$ и временных интервалов $\omega_{i,j}$ (2).

$$R = \begin{pmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & r_{1,3} & \cdots & r_{1,N} \\ r_{2,1} & r_{2,2} & r_{2,3} & \cdots & r_{2,N} \\ r_{3,1} & r_{3,2} & r_{3,3} & \cdots & r_{3,N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{N,1} & r_{N,2} & r_{N,3} & \cdots & r_{N,N} \end{pmatrix}, \quad W = \begin{pmatrix} \omega_{1,1} & \omega_{1,2} & \omega_{1,3} & \cdots & \omega_{1,N-1} \\ \omega_{2,1} & \omega_{2,2} & \omega_{2,3} & \cdots & \omega_{2,N-1} \\ \omega_{3,1} & \omega_{3,2} & \omega_{3,3} & \cdots & \omega_{3,N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \omega_{N-1,1} & \omega_{N-1,2} & \omega_{N-1,3} & \cdots & \omega_{N-1,N-1} \end{pmatrix}. \tag{2}$$

Полученные бинарные квадратные матрицы с размерами N и N-1, соответственно, носят избыточный характер в силу асимметричности свойства неравенств, и их нижние треугольные части, включая главную диагональ, можно обнулить. Выполнив операцию транспонирования матрицы W, получим матрицу W^T. Складывая матрицы W^T+R, и, удалив все незначащие нулевые элементы в итоговой матрице, окончательно

получим квадратную бинарную матрицу (3).

$$D = \begin{pmatrix} r_{1,2} & r_{1,3} & \cdots & r_{1,N-1} & r_{1,N} \\ \omega_{1,2} & r_{2,3} & \cdots & r_{2,N-1} & r_{2,N} \\ \omega_{1,3} & \omega_{2,3} & \cdots & r_{3,N-1} & r_{3,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \omega_{1,N-2} & \omega_{2,N-2} & \cdots & r_{N-2,N-1} & r_{N-2,N} \\ \omega_{1,N-1} & \omega_{2,N-1} & \cdots & \omega_{N-2,N-1} & r_{N-1,N} \end{pmatrix} \quad (3)$$

Будем называть (3) бинарной матрицей-образом импульса. Рассмотрим такую матрицу-образ, как некоторый абстрактный объект, который характеризуется размером матрицы *N*, равной числу обнаруженных локальных экстремумов. Матрицы-образы обладают свойством инвариантности по отношению к временной и амплитудной трансформации. Свойство инвариантности сохраняется также, если в сигнале присутствует монотонная функция. Это свойство отражает процессы затухания и растяжения сигнала в плотных средах, а также дает возможность построить алгоритмы идентификации и кластеризации фиксируемого импульсного разнообразия в сигнале с учётом синтезированного свойства инвариантности матриц-образов. Отбор импульсов в кластеры реализуется теоретико-множественной записью подобия конечных множеств, известного как коэффициент сходства. Задавая эмпирический порог, принимается условие сходства сравниваемых импульсов на заданном временном интервале по степени совпадения их матриц-образов. Каждый класс представлен кластером и характеризуется единой матрицей-образом, составляющей условный код или символ. Ранжированное по частости появления каждого символа множество всех символов составляет алфавит, характеризующий импульсное разнообразие на заданном временном интервале. Пример 15-минутного сигнала геоакустической эмиссии и его алфавита представлены на рисунке 1. На изображении алфавита цифры обозначают размеры символов. По вертикали откладывается частость появления символов на заданном интервале наблюдения.

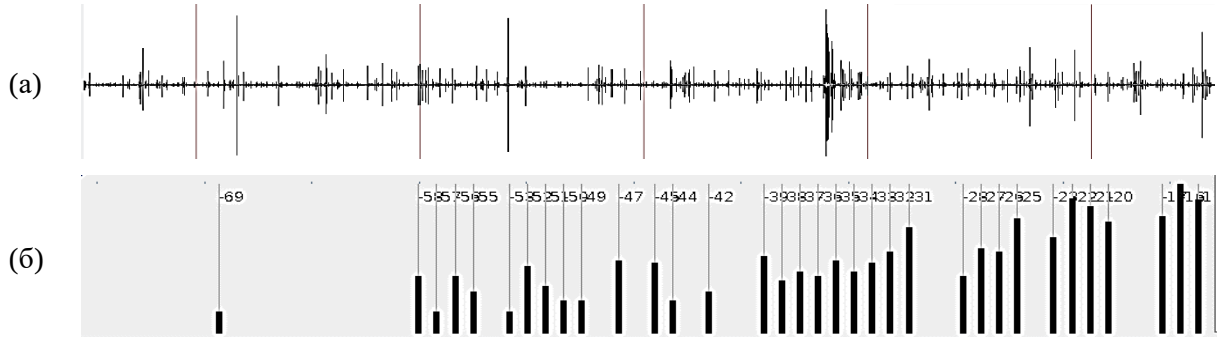


Рисунок 1. Эмиссионный ГФС – (а) и его алфавит – (б)

Динамика поведения алфавитов оценивается по показателю присутствия аномалий в 3D-представлении последовательно измеренных алфавитов (пример динамики алфавитов электромагнитной эмиссии показан на рисунке 2), а информативность сигнала – по результатам расчета относительной информационной энтропии (пример графика для тех же данных показан на рисунке 3).

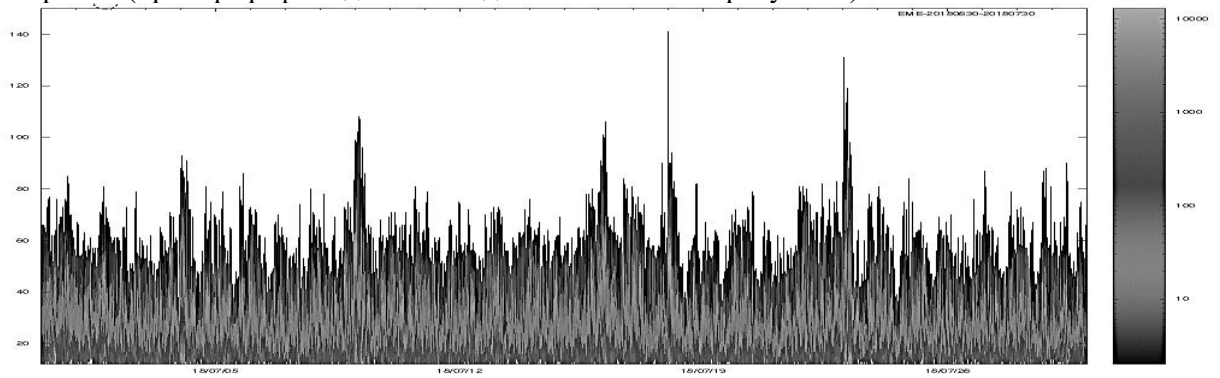


Рисунок 2. 3D-представление алфавитов, полученных в течение июля 2018 года. По оси-x – размерность алфавита; по оси-y – даты измерений (шаг измерения 15 минут); по оси-z (шкала оттенков серого) – частость встречаемости импульсов за 15 минутный интервал измерения.

На графике видны аномальные изменения размерности алфавитов 4, 9, 16, 17, 18, 22 и 23 июля 2018 года полученные на станции ИКИР ДВО РАН «Карымшина» (Камчатка), наблюдаемые на фоне суточных колебаний размеров алфавитов электромагнитной эмиссии.

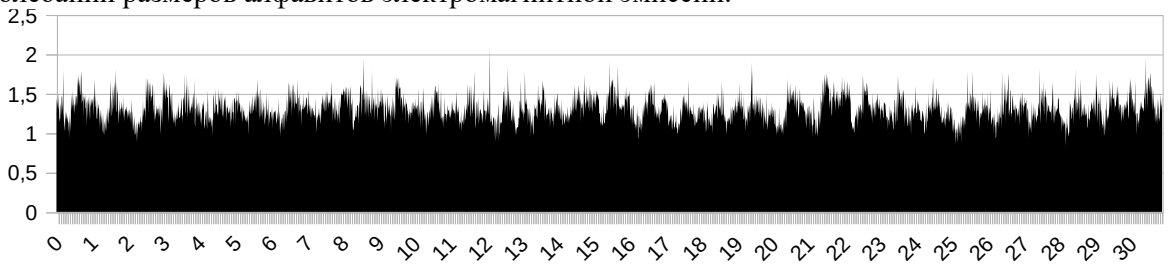


Рисунок 3. Результаты расчета значений информационной энтропии в июле 2018 года.

Значения показателя относительной информационной энтропии рассчитываются как отношение информационной энтропии на текущем 15-минутном интервале измерения к значению энтропии, получаемому если алфавит имеет равномерное распределение частости появления символов по всей оси размерностей алфавита на том же временном интервале.

Для определения нормальной динамики алфавитов и аномальных отклонений в составе алфавитов разработаны следующие показатели и критерии.

– показатель скорости производства новых символов (v) – равный отношению количества новых символов $\Delta N = N_{t-1} - N_t$, произведенных системой за время заданного интервала измерения Δt: $v' = \Delta N / \Delta t$; если $v' > 0$ – наблюдается возбуждение процессов в порождающей сигнал среде, выход из устойчивого состояния; если $v' < 0$ – наблюдается стабилизация процессов в порождающей сигнал среде, вхождение в устойчивое состояние;

– критерий насыщения алфавита: $\Omega = \lim_{\Delta t \to T} \Delta v / \Delta t \to 0$ приращение скорости поступления новых символов Ω при приближении к моменту обнаружения конечного числа символов алфавита $\{A\}$ за время наблюдения $T >> t_0$ (t_0 –установленный интервал измерения), то есть при длительном наблюдении может наступить момент, когда новые символы не появляются. Критерий используется при обучении рабочих алгоритмов определения стационарных состояний порождающей сигнал среды;

– критерий определения связи алфавитов рассчитывается, как степень их пересечения на основании коэффициента символьного перекрытия алфавитов k_{AB} для алфавитов A и B размерами N и M соответственно: $k_{AB} = |A \cap B|^2 / (N^2 + M^2)$.

В настоящее время представленный информационный подход применяется для обработки и анализа архива записей эмиссионных ГФС ИКИР ДВО РАН за 2016–2019 годы в интересах накопления фактов скрытой связи, как самих потоков эмиссионных сигналов, так и их связи с сейсмическими событиями. Предварительные результаты анализа указывают на наличие определенных закономерных проявлений активности эмиссионных ГФС предшествующих сейсмическим событиям, однако результаты оценок остаются неустойчивыми. Вероятной причиной неустойчивости является наличие в сигнале нестационарного фона, вносящего искажения в форму выделяемых импульсов. Для устранения искажений осуществляется предобработка, минимизирующая влияние фона и восстанавливающая форму импульсов на основании применения специальных методов, таких как метод эмпирической модовой декомпозиции и логическая фильтрация [9].

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 18-11-00087).

Литература

1. Чебров В. Н., Салтыков В. А., Серафимова Ю. К. Прогнозирование землетрясений на Камчатке. М.: СветочПлюс, 2011. – 304 с.
2. Соболев Г. А., Пономарев А. В. Физика землетрясений и предвестники. М.: Наука, 2003. – 270 с.
3. Купцов А. В., Марапулец Ю. В., Шевцов Б. М. Анализ изменений геоакустической эмиссии в процессе подготовки сильных землетрясений на Камчатке // Электронный журнал «Исследовано в России». 2004. № 262. С. 2809–2818. [Электронный ресурс]. URL: http://www.ikir.ru/ru/Departments/Paratunka/lra/articles_abstract/art001.html (дата обращения: 18.01.2020).
4. Гордиенко В. А., Гордиенко Т. В., Краснописцев Н. В. Аномалия высокочастотных сигналов геоакустической эмиссии как оперативный предвестник землетрясения / Гордиенко В. А., Гордиенко Т. В., Краснописцев Н. В. [и др.] // Акустический журнал. 2008. Т. 54. № 1. С. 97–109.

5. Богомолов Л. М., Сычев В. Н., Ильичев П. В. Феноменологическая модель потока возбужденных эмиссионных сигналов геосреды // Физика Земли. № 9, 2006.
6. Senkevich Yu. I , Duke V. A., Mishchenko M. A., Solodchuk A. A. Information approach to the analysis of acoustic and electromagnetic signals // E3S Web of Conferences. 2017. Vol. 20. 02012. 9 p.
7. Serra J. Image Analysis and Mathematical Morphology. – Academic Press, 1982.
8. Пытьев Ю. П. Задачи морфологического анализа изображений. В сб. «Математические методы исследования природных ресурсов Земли из Космоса». — М.: Наука, 1984.
9. Senkevich Yu. I. The use of the empirical mode decomposition method to clean and restovration acoustic emission signal. IX International Conference “Solar-Terrestrial Relations and Physics of Earthquake Precursors” j-SCOPAS: E3S Web Conf. Volume 62, 2018.

LINGUISTIC ANALYSIS OF THE SIGNALS FOR ACOUSTIC AND ELECTROMAGNETIC EMISSIONS

Associate Professor, Doctor of Technical Sciences Y. I. Senkevich

Institute of Cosmophysical Research and Radio Wave Propagation FEB RAS

The scientific research results of the information approach application to the processing and analysis of acoustic emission signals in near-surface sedimentary rocks and electromagnetic emission in the surface layer of the atmosphere are presented. An algorithm for representing the emissions signal in the form of a coded message is shown, as well as the transfer of its preliminary processing and analysis to the field of linguistic processing and analysis of messages using the developed method for the describing of emission pulses pattern by matrices of a local relationship extremums. A technique is presented for clustering matrices of relations of local extremums, reducing dimension of the set of received classes, and forming the message alphabet. Examples of the alphabets dynamics in time based on the developed algorithms, as well as criteria for the detection of anomalies in the emission flow are given.

СИГМА-ФИЛЬТР С АДАПТИВНЫМ ВЫБОРОМ ПОРОГА

проф. Новиков А.И., преп. Устюков Д.И.

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина

Предложен метод получения оценки дисперсии случайной составляющей (шума) в составе изображения. Оценка дисперсии шума используется в сглаживающем сигма-фильтре для формирования порога отсечения пикселей с яркостями, превышающими яркость центрального пикселя в окне. Корректное задание порога отсечения позволяет сохранять границы перепада яркостей и обеспечивать подавление шума. Оценка дисперсии шума производится с помощью строчного полиномиального фильтра, обеспечивающего несмещенное оценивание многочленов до 3-й степени включительно и, как следствие, получение корректной оценки дисперсии.

В работах [1,2] исследовались свойства линейных и нелинейных фильтров для подавления дискретного гауссова шума на телевизионных и тепловизионных изображениях подстилающей поверхности в плоскости Земли в интересах бортовых систем технического зрения (СТЗ) летательных аппаратов и подвижных робототехнических комплексов. Необходимость такого исследования обусловлена тем, что одно из основных требований к бортовым СТЗ – решение всех задач в реальном времени. Весь комплекс задач должен решаться не медленнее, чем время формирования одного кадра (0,04 сек). Задача подавления шума является задачей низшего уровня и, значит, должна решаться еще быстрее. Еще одна проблема, возникающая при обработке изображений с целью подавления шума, сопряжена с размытием границ объектов интереса на изображении. Поэтому задача выбора оптимального фильтра для подавления шума по совокупности критериев является актуальной для бортовых СТЗ летательных аппаратов и робототехнических комплексов.

В работе [2] получены оценки эффективности подавления шума и одновременно степени размытия границ каждым из группы линейных операторов и двумя нелинейными операторами в зависимости от

размеров маски фильтрующего оператора и настраиваемых параметров. Отмечено, что с увеличением размеров маски линейных операторов резко возрастает размытие границ изображения. Нелинейные операторы - сигма-фильтр и билатеральный фильтр - сохраняют практически без изменения границы, обеспечивая при этом требуемый уровень подавления шума даже при достаточно больших размерах масок (11x11 и более). Недостатком нелинейных операторов является высокая вычислительная сложность, особенно билатерального фильтра, и необходимость корректного выбора настраиваемых параметров.

В билатеральном фильтре [3,4]

$$\hat{I}_{ij}^{\text{сгл}} = \frac{\sum_{s=-k}^{k}\sum_{t=-k}^{k} I_{i+s,j+t}\cdot w_{st}}{\sum_{s=-k}^{k}\sum_{t=-k}^{k} w_{st}}, \qquad w_{st} = e^{-\frac{s^2+t^2}{2k^2}}\cdot e^{-\frac{\left(I_{i+s,j+t}-I_{ij}\right)^2}{2d^2}} \qquad (1)$$

настраиваемыми параметрами являются: параметр k, входящий в состав первого множителя весовой функции w_{st} и определяющий одновременно размер $(2k+1)\times(2k+1)$ окна фильтра и параметр d, с помощью которого регулируется влияние перепада яркости изображения в текущем пикселе $I_{i+s,j+t}$ внутри окна по сравнению с яркостью I_{ij} центрального пикселя.

В сигма-фильтре

$$\hat{I}_i^{\text{сгл}} = \frac{1}{K}\sum_{s=-k}^{k}\sum_{t=-k}^{k}\delta_{st} I_{i+s,j+t}, \text{ где } K=\sum_{s=-k}^{k}\sum_{t=-k}^{k}\delta_{st}, \text{ а } \delta_{st}=\begin{cases}1, \text{ если } \left|I_{i+s,j+t}-I_{ij}\right|\le m\sigma,\\ 0, \text{ если } \left|I_{i+s,j+t}-I_{ij}\right|> m\sigma.\end{cases} \qquad (2)$$

перепад яркостей учитывается с помощью параметров m и σ. В определении сигма-фильтра число K равно количеству пикселей, яркости которых отличаются по модулю от яркости центрального пикселя не более, чем на величину порога $\Delta = m\sigma$. Вычислительная сложность алгоритма (2), существенно меньше, чем билатерального фильтра. Основная проблема при использовании сигма-фильтра - получение адекватной оценки среднеквадратического отклонения σ в составе обрабатываемого изображения.

В настоящем исследовании предлагается двухэтапный способ применения сигма-фильтра. Сначала с помощью строчного линейного фильтра находится оценка параметра σ. На обрабатываемом изображении ищется фрагмент изображения с минимальной вариацией низкочастотной составляющей. По этому фрагменту вычисляется оценка параметра σ. Затем применяется сигма-фильтр уже ко всему изображению.

Пусть

$$I_{ij} = U_{ij} + \xi_{ij} \quad i=\overline{1,M},\ j=\overline{1,N}. \qquad (3)$$

аддитивная модель наблюдений, в составе которой U_{ij} - полезный «сигнал», гладкая компонента изображения [3], ξ_{ij}, $\xi \in N\left(0,\sigma_\xi^2\right)$ - случайная составляющая (шум). Применение линейного сглаживающего фильтра к изображению (3) можно описать выражением

$$\hat{I}_{ij} = \mathbf{AI} = \mathbf{AU} + \mathbf{A\Xi} = \hat{U}_{ij} + \eta_{ij}, \qquad (4)$$

в составе которого $\hat{U}_{ij} = \mathbf{AU}$, $\eta_{ij} = \mathbf{A\Xi}$, $D[\eta] = \sigma_\eta^2 < \sigma_\xi^2$. Линейные сглаживающие операторы $\mathbf{A}$, как уже отмечалось, не только подавляют шум, но и сглаживают границы перепада яркости в составе низкочастотной компоненты U. Однако полиномиальный оператор [2] с симметричным ядром (маской) $(\alpha_{-k},\alpha_{-k+1},...,\alpha_{-1},\alpha_0,\alpha_1,...,\alpha_k)$, $\alpha_{-j}=\alpha_j\ \forall j=\overline{1,k}$, весовые коэффициенты которого вычисляются по формуле

$$\alpha_j = \frac{3\left(3k^2+3k-1-5j^2\right)}{(2k-1)(2k+1)(2k+3)}, \quad j=0,\pm1,\ldots,\pm k \qquad (5)$$

обеспечивает несмещенное оценивание полиномов до третьей степени включительно. В [2] доказано, что в классе линейных операторов он обеспечивает минимальное искажение низкочастотной составляющей, то есть $\mathbf{AU}\approx\mathbf{U}$ и тогда

$$\mathbf{AI} = \mathbf{AU} + \mathbf{A\Xi} = \mathbf{U} + \mathbf{A\Xi}. \qquad (6)$$

Для оценивания низкочастотной составляющей с минимальными искажениями размер маски вычисляемой по формуле (5) должен быть небольшим, например 5x5 или 7x7, а именно

$$\frac{1}{35}(-3,12,17,12,-3) \qquad \frac{1}{21}(-2,3,6,7,6,3,-2) \tag{7}$$

Некоррелированность значений случайной составляющей ξ позволяет записать известное соотношение [5]

$$D[\eta]=D\left[\sum_{s=-k}^{k}\alpha_s\xi_{j+s}\right]=\sum_{s=-k}^{k}\alpha_s^2\cdot D[\xi_i]=\left(\sum_{s=-k}^{k}\alpha_s^2\right)\cdot\sigma_\xi^2,. \tag{8}$$

связывающее дисперсии сглаженной случайной составляющей η и исходной ξ. При этом весовые коэффициенты (5) полиномиального оператора обладают свойством [5]

$$\sum_{s=-k}^{k}\alpha_s^2=\alpha_0. \tag{9}$$

Вычтем из исходного изображения изображение, сглаженное полиномиальным оператором. В результате получим с учетом (6)

$$\mathbf{I}-\mathbf{AI}=(\mathbf{U}+\Xi)-(\mathbf{AU}+\mathbf{A}\Xi)=(\mathbf{E}-\mathbf{A})\Xi.$$

Здесь E- тождественный оператор с весовой функцией $(0,0,...,0,1,0,...,0)$. Но тогда, с учетом (8) и (9), будем иметь

$$D[(\mathbf{E}-\mathbf{A})\Xi]=\hat{D}[\eta]=(1-\alpha_0)D[\xi],$$

откуда получаем оценку дисперсии шума в исходном изображении

$$\hat{D}[\xi]=\frac{1}{1-\alpha_0}\hat{D}[\eta]. \tag{10}$$

Сформулируем пошаговый алгоритм сглаживания изображения с помощью сигма-фильтра с адаптивным выбором порога в нем:

1) разбиваем изображение на блоки размером 50x50 или 100x100 и в каждом блоке вычисляем среднее значение яркостей пикселей m_I, и среднеквадратическое отклонение $S_t=\left(\sum_{i,j}(I_{ij}-m_I)^2\Big/N_tM_t\right)^{1/2}, t=\overline{1,T};$

2) находим блок с минимальной вариацией низкочастотной составляющей, т.е. $t_0=\arg\min_t S_t$, и применяем к выделенному фрагменту изображения полиномиальный фильтр с маской (7), вычитаем сглаженное изображение из исходного и находим оценку дисперсии остатка;

3) находим оценку $\hat{D}[\xi]=\hat{\sigma}_\xi^2$ (10) дисперсии шума в исходном изображении, вычисляем порог $\Delta=m\hat{\sigma}_\xi$ и выполняем сглаживание изображения с помощью сигма-фильтра (2).

Для проверки корректности предложенного метода получения оценок шума в составе изображения была проведена серия экспериментов. На исходные изображения налагался гауссовский шум заданной интенсивности σ_ξ. По изложенной методике находились оценки среднеквадратического отклонения (СКО) $\hat{\sigma}_\xi$ наложенного шума. Результаты исследования приведены в таблице 1. В первой строке таблицы приведены значения $\sigma_\xi=\sqrt{D[\xi]}$, во второй - оценка $\hat{\sigma}_\eta=\sqrt{D[\eta]}$,в третьей - восстановленное по формуле (10) значение СКО $\hat{\sigma}_\xi=\sqrt{D[\hat{\xi}]}$.

Таблица 1

Оценка дисперсии гауссовского шума

σ_ξ	0	5	10	20	30
$\hat{\sigma}_\eta$	2.32	4.15	7.11	13.07	20.27
$\hat{\sigma}_\xi$	3.24	5.79	9.92	18.22	28.27

На рисунках 1а-1в представлены результаты обработки изображения с использованием сигма-фильтра

1а – исходное изображение

1б – зашумлённое изображение, $\sigma_\xi = 20$

1в – восстановленное изображение, размер маски 7x7

Рисунок 1 – Восстановление изображения с применением сигма-фильтра

Можно отметить, что размытие границ перепада яркости на сглаженном изображении 1в практически отсутствует.

Подавление шума с помощью фильтра с весовыми коэффициентами $\frac{1}{(2k+1)^2}$ в каждом пикселе окна уменьшает среднеквадратическое отклонение шума в $(2k+1)$ раз, то есть $\sigma_\eta = \frac{1}{2k+1}\sigma_\xi$. В сигма-фильтре эта оценка будет в среднем в $\sqrt{2}$ раз хуже: $\sigma_\eta = \frac{\sqrt{2}}{2k+1}\sigma_\xi$. Преимущество сигма-фильтра перед линейными фильтрами заключается в сохранении границ перепада яркостей при корректном определении порога отсечения.

Литература

Новиков А.И., Устюков Д.И. Исследование операторов подавления помех в виде дискретного белого шума // Динамика сложных систем-XXI век. 2017, т. 9, № 1. – С. 26-32.

Новиков А.И., Пронькин А.В. Быстрые алгоритмы фильтрации дискретного гауссова шума // Вестник РГРТУ. 2018., № 66. – С. 70-77.

Tomasi C., Manduchi R. Bilateral Filtering for Grey and Color Images // Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Computer Vision. Bombay. India. 1998, pp. 839–846.

Щербаков М.А., Панов А.П. Нелинейная фильтрация с адаптацией к локальным свойствам изображений // Компьютерная оптика, 2014, том 38, №4. – С. 818-824.

A.I.Novikov. The Formation of Operators with Given Properties to solve Original Image Processing Tasks // Pattern Recognition and Image Analysis, 2015, Vol. 25, № 2. - Pp. 230 236. DOI: 10.1134/S1054661815020194.

SIGMA-FILTER WITH ADAPTIVE THRESHOLD SELECTION

prof. Novikov A.I., lect. Ustyukov D.I.

Ryazan State Radio Engineering University Named After V.F. Utkin

A method of obtaining an estimate of random noise component dispersion in an image is proposed. The estimation of noise dispersion is used in the smoothing sigma filter to form a cutoff threshold for pixels with brightness exceeding the central pixel brightness in the window. Correct settings of the cutoff threshold allows saving the brightness swing boundaries and providing noise suppression. Noise description is estimated with a horizontal polynomial filter, which provides unbiased polynomials estimation up to 3-rd degree inclusively and as result allows obtaining correct description estimate.

СЕКЦИЯ № 3. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

ЦИКЛИЧЕСКИЕ ОРБИТЫ ПЕРЕСТАНОВОК В СИСТЕМЕ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ИЗБЫТОЧНЫХ КОДОВ

асп. Аль-Месри А.С.А.

Ульяновский государственный технический университет

Применение в системах управления недвоичных кодов связано с необходимостью повышения скорости передачи управляющей информации от управляющего объекта к управляемому модулю или объекту. Для эффективности передачи данных в современных системах связи, предлагается использовать циклические орбиты перестановок. В данной работе предложено циклические сдвиги перестановок в системе перестановочного декодирования избыточных кодов. Суть этих сдвигов заключается в многократном использовании перестановок, при повторении которых вероятность ошибок принятия неверного символа уменьшается. Идея циклических сдвигов связана с декодированием по максимуму правдоподобия.

Использование в системе обработки кодовых векторов метода перестановок надежно принятых символов на позиции информационных разрядов оператора быстрых матричных преобразований (БМП) позволяет сократить время, необходимое для поиска вектора ошибок. Указанное сокращение временного интервала обеспечивается за счет хранения в когнитивной карте декодера готового результата матрицы $G_{пер}^{сис}$ являющейся матрицей эквивалентного кода, которая однозначно отвечает конкретной перестановке нумераторов ранжированного кодового вектора. Рассматривая структуру ПЛИС, можно заметить, что оперативная память таких процессоров не предоставляет больших возможностей по хранению данных. Отсюда возникает задача организации вычислительного процесса на базе ПЛИС таким образом, чтобы наряду с сокращением времени, необходимого для поиска матрицы $G_{пер}^{сис}$ (за счет оператора БМП), добиться сокращения объема памяти когнитивной карты. Желательно хранить эталонные матрицы именно в оперативной памяти ПЛИС, чтобы исключить временные потери для поиска требуемых на данном временном отрезке эталонов в системах хранения данных, размещенных вне оперативной памяти ПЛИС $[1-4]$.

Анализируя циклические свойства комбинаций кодов РС, можно отметить, что их допустимо продуктивно использовать в вычислительном процессе. В ходе проведения численных экспериментов было установлено, что циклический сдвиг нумераторов символов, устанавливаемых на позиции информационных разрядов, приводит однозначно к одной и той же матрице вида $G_{пер}^{сис}$. Пусть в результате сортировки принятых символов по значениям МРС сформировалась группа нумераторов, относящийся к надежным и ненадежным символам. Циклические орбиты надежных символов показаны в таблице 1. $[2-3]$.

Таблица 1.

Орбиты надежных символов для кода РС (7,3,5)

$G_{\text{сис}}^{1}$	$G_{\text{сис}}^{2}$	$G_{\text{сис}}^{3}$	$G_{\text{сис}}^{4}$	$G_{\text{сис}}^{5}$
123	**124**	**125**	**126**	**135**
234	**235**	**236**	**237**	**246**
345	**346**	**347**	**134**	**357**
456	**457**	**145**	**245**	**146**
567	**156**	**256**	**356**	**257**
167	**267**	**367**	**467**	**136**
127	**137**	**147**	**157**	**247**

В таблице 1 $G^{i}_{сис}$ порождающая матрица i-ого эквивалентного кода. Приведем пример для перестановки (125)

$$\mathrm{G}_{125} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{\alpha^0} & \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^2 \\ 1\boldsymbol{\alpha^0} & \alpha^5 & \alpha^5 & \alpha^4 \\ \boldsymbol{\alpha^0} & \alpha^3 & \alpha^1 & \alpha^3 \end{pmatrix} \quad (1)$$

Для нахождения переставленной матрицы применительно к комбинации 236, выполняется сдвиг матрицы G_{125} вправо:

$$\mathrm{G}_{236} = \begin{pmatrix} \alpha^2 & \boldsymbol{\alpha^0} & \alpha^6 & \alpha^2 \\ \alpha^4 & \boldsymbol{\alpha^0} & \alpha^5 & \alpha^5 \\ \alpha^3 & \boldsymbol{\alpha^0} & \alpha^3 & \alpha^1 \end{pmatrix} \quad (2)$$

Для следующей комбинации 347, также выполняется сдвиг столбцов вправо, поскольку правый нумератор 7 не перешел на позицию 1.

$$\mathrm{G}_{347} = \begin{pmatrix} \alpha^2 & \alpha^2 & \boldsymbol{\alpha^0} & \alpha^6 \\ \alpha^5 & \alpha^4 & \boldsymbol{\alpha^0} & \alpha^5 \\ \boldsymbol{\alpha^1} & \boldsymbol{\alpha^3} & \boldsymbol{\alpha^0} & \boldsymbol{\alpha^3} \end{pmatrix} \quad (3)$$

Так как в предыдущей комбинации появился позиционный номер 7, то в комбинации 145, выполняется сдвиг строк снизу-вверх:

$$\mathrm{G}_{145} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{\alpha^1} & \boldsymbol{\alpha^3} & \boldsymbol{\alpha^0} & \boldsymbol{\alpha^3} \\ \alpha^2 & \alpha^2 & \alpha^0 & \alpha^6 \\ \alpha^5 & \alpha^4 & \alpha^0 & \alpha^5 \end{pmatrix} \quad (4)$$

Численным методом установлено, что этот алгоритм справедлив для любых перестановок.

В выражениях (1-4) жирным выделены позиции, в которых первые три нумератора не являются каноническими. Иначе говоря, такие позиции лексикографически не упорядочены. Ранжирование всех нумераторов и размещение их в списке по возрастанию их значений позволят оперативно отыскивать соответствующий оператор БМП. Прежде чем проводить подобную трансформацию данных, необходимо убедиться в том, что все операторы БМП, принадлежащие одному столбцу таблицы 1, имеют одинаковую структуру.

Для быстрого отыскания необходимой эталонной матрицы требуется представить содержание таблицы 1 в лексикографическом формате

Таблица 2..

Орбиты циклов в лексикографическом формате

123	**234**	**345**	**456**	**567**
124	**235**	**346**	**457**	
125	**236**	**347**	**467**	
126	**237**	**356**		
127	**245**	**357**		
134	**246**	**367**		
135	**247**			
145	**256**			
147	**257**			
156	**267**			
157				

В соответствии с приведенными выше рассуждениями можно предварительно предположить, что оператором БМП будет являться собственно порождающая матрица кода, на что указывает верхняя строка первой колонки данных наборов нумераторов. Проверка этого утверждения осуществлялась на номере набора 126 из таблицы 1. Прямое вычисление матрицы $G^{сис}_{пер}$ для этого набора нумераторов показало, что оператор БМП для него в точности повторяет структуру проверочной части порождающей матрицы эквивалентного кода $G^{4}_{сис}$. Структура нумераторов и проверочной части матрицы показана на рисунке 1.

Пример 746 – 467

$$G_{467} = \begin{pmatrix} \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^6 & \alpha^2 \\ \alpha^3 & \alpha^3 & \alpha^1 & \alpha^1 \\ \alpha^5 & \alpha^4 & \alpha^4 & \alpha^5 \end{pmatrix} \begin{matrix} 4 \\ 6 \\ 7 \end{matrix}$$
$$1 \quad 2 \quad 3 \quad 5$$

Рисунок 1. Структура нумераторов и проверочной части матрицы

Для быстрого поиска образующей комбинации орбиты (ОКО) необходимо таблицу 2 трансформировать по образцу таблицы 3.

В таблице 3 первые три цифры обозначают перестановку надежных нумераторов символов, вторая цифра указывает на номер орбиты и следовательно, на структуру эталонной матрицы. Третья цифра указывает на номер сдвига в цикле орбиты. Это дает возможность трансформировать эталонную матрицу в соответствии с закономерностями, изложенными выше. Это означает, что, зная образец перестановки возможно сокращение объема данных таблицы номер 3 всего до пяти значений с номерами цикла равного нулю. Это важно длинных кодов, когда объем когнитивной карты стремительно вырастает с увеличением длины кодового вектора. Процесс поиска эталонной матрицы покажем на примере. Алгоритм поиска показан на рисунке 2.

Таблица 3.

Лексикографический формат поиска эталонной матрицы по ОКО

123 – 1 – 0	**234 – 1 – 1**	**345 – 1 – 2**	**456 – 1 – 3**	**567 – 1 – 4**
124 – 2 – 0	**235 – 2 – 1**	**346 – 2 – 2**	**457 – 2 – 3**	
125 – 3 – 0	**236 – 3 – 1**	**347 – 3 – 2**	**467 – 4 – 5**	
126 – 4 – 0	**237 – 4 – 1**	**356 – 4 – 4**		
127 – 1 – 6	**245 – 4 – 3**	**357 – 5 – 2**		
134 – 4 – 2	**246 – 5 – 1**	**367 – 3 – 5**		
135 – 5 – 0	**247 – 5 – 6**			
136 – 5 – 5	**256 – 3 – 4**			
137 – 2 – 6	**257 – 5 – 4**			
145 – 3 – 3	**267 – 2 – 5**			
146 – 5 – 3				
147 – 5 – 6				
156 – 2 – 4				
157 – 4 – 6				
167 – 1 – 5				

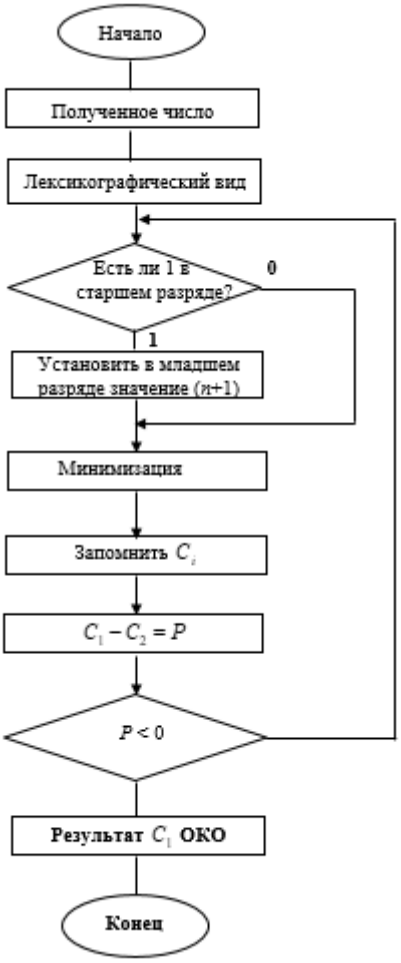


Рисунок 2. Алгоритм поиска ОКО по произвольной комбинации нумераторов

Можно избавиться и от таблицы 3. Для этого необходимо по любой числовой последовательности из таблицы 3 уметь находить ОКО. По сути, это обратное преобразование числовой последовательности.

Пусть надежные символы привели к перестановке вида 356 – 7241, что в лексикографической форме дает 356. Это выражается биекций вида

$$\begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{matrix}$$

Приводя биекцию к началу цикла, получаем 134. Поскольку подобного образца среди нулевых эталонов нет, заменяем 1 на 7 и в результате получаем начало цикла в виде числа 347, что дает после приведения его к нулевому циклу в виде 126. С матрицей G^4_{cuc}. Преобразуя эту матрицу по правилу, получаем эталонную перестановку в

виде

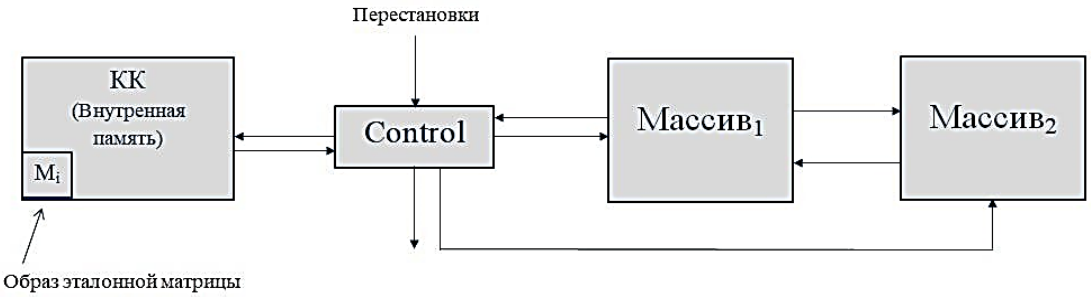
$$G_{356} = \begin{matrix} \begin{pmatrix} \alpha^2 & \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^6 \\ \alpha^3 & \alpha^1 & \alpha^1 & \alpha^3 \\ \alpha^4 & \alpha^4 & \alpha^5 & \alpha^5 \end{pmatrix} \begin{matrix} 3 \\ 5 \\ 6 \end{matrix} \\ 1 \quad 2 \quad 4 \quad 7 \end{matrix} \Rightarrow \begin{matrix} \begin{pmatrix} \alpha^3 & \alpha^1 & \alpha^1 & \alpha^3 \\ \alpha^4 & \alpha^4 & \alpha^5 & \alpha^5 \\ \alpha^2 & \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^6 \end{pmatrix} \begin{matrix} 5 \\ 6 \\ 3 \end{matrix} \\ 7 \quad 2 \quad 4 \quad 1 \end{matrix}$$

Что в вычислительном плане значительно проще.

Вскрытое свойство циклических перестановок нумераторов надежных символов и символов, подлежащих коррекции, объединенных системой циклических перестановок, в общем случае требует в *n* раз меньше объема памяти, что существенно влияет на процедуру реализации перестановочного декодера на ПЛИС.

Архитектура устройства управления, реализующего алгоритм быстрых матричных преобразований на ПЛИС, показана на рисунке 3, представляет систему регистров, которые в исходном состоянии готовы к приему новых данных из выбранной декодером эталонной матрицы. Содержание проверочной части матрицы по конфигурации заданной перестановки извлекается из памяти когнитивной карты декодера и заносится в верхний ряд регистров через устройство контроля. В оставшейся свободной части устройства среди регистров нижнего ряда создается образ будущей переставленной матрицы, характерной для трансляции строк, в которую заносятся по адресу перестановки надежных символов строки из эталонной матрицы (группа верхних регистров).

Рисунок 3. Принцип реализации на ПЛИС.



После этой операции группа верхних регистров оказывается свободной от оперативной информации. Именно в эту группу вносятся изменения из нижнего регистра. В отличие от первого шага в верхние регистры заносятся столбцы данных из нижней группы регистров.

Таким образом, формируется итоговый результат, к которому в последующих шагах добавляется единичная матрица для получения переставленной порождающей матрицы эквивалентного кода.

То есть, постановка и решение задач оптимизации управления, в том числе и автоматического, отличаются большим разнообразием. Алгоритмы оптимального и субоптимального управления целесообразно осуществлять с учетом решаемых задач и условий, для которых предназначен тот или иной алгоритм. Подобные задачи могут решаться системой в целом, включающей не только аппаратные и программные модули формирования управляющих воздействий, но и модули оценивания, идентификации, адаптации, реконфигурации. Алгоритмы оптимального (субоптимального) автоматического управления целесообразно классифицировать по объему необходимой априорной и текущей (апостериорной) информации, минимизируемому функционалу, необходимой вычислительной производительности и возможностям адаптации к воздействию деструктивных факторов. Главной трудностью решения современных проблем систем управления остается необходимая вычислительная производительность. Преодоление этой трудности возможно только на пути сочетания развитой системы моделирования алгоритмического обеспечения с численными методами как формой реализации указанных алгоритмов.

Литература

1. Аль-Месри А.С.А. Мажоритарное декодирование кодов Рида-Маллера / Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем УДК 681.32. : Ульяновск УлГТУ стр. 89 - 92, 2014.
2. Аль-Месри А.С.А. Применение итеративных преобразований в процедуре декодирования избыточных кодов / Проблемы техники и технологий телекоммуникаций // Том 1, 2019 – С.180-181.
3. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. М.: Техносфера, 2005. – 320 с.
4. Скляр Б. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
5. Гладких А.А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи. Ульяновск: УлГТУ, 2010. – 379 с.
6. Гладких А.А., Мансуров А.И, Черторийский С.Ю. /Статистическая оценка индексов достоверности символов, формируемых в системе с мягким декодированием // ИКТ, Том 6, № 1, 2008 –С.39-43.

7. Гладких А.А., Чилихин Н.Ю. /Формирование мягких решений в системе широкополосного канала связи с QPSK-QAM// Автоматизация процессов управления, № 3(33), 2013 –С.75-80.

CYCLE ORGANISTS OF TRANSFERS IN THE SYSTEM OF RESUME DECODING OF EXCESS CODES

Graduate student, Al-Mesri A.S.A.

Ulyanovsk State Technical University

The use of non-binary codes in control systems is associated with the need to increase the transmission rate of control information from a control object to a controlled module or object. For the efficiency of data transmission in modern communication systems, it is proposed to use cyclic permutation orbits. In this paper, cyclic shifts of permutations in the permutation decoding system of redundant codes are proposed. The essence of these shifts is the reuse of permutations, the repetition of which reduces the likelihood of errors in accepting the wrong character. The idea of cyclic shifts is associated with maximum likelihood decoding.

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ СРЕДСТВ МАЛОЙ МЕХАНИЗАЦИИ НА ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЯХ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ БЕЗЛЮДНОГО КОНТРОЛЯ ДВИЖЕНИЯ ИЗДЕЛИЙ

доц. Астафьев А.В., студ. Демидов А.А., студ. Шардин Т.О.

Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича
и Николая Григорьевича Столетовых

В статье представлено исследование, направленное на развитие фундаментальных основ построения методов и алгоритмов автономного позиционирования подвижных объектов. Во введении рассмотрена практическая значимость предлагаемого исследования, сформулированы цель и задачи исследования. Проведен аналитический обзор отечественной и зарубежной научно-технической базы. Проведен анализ технологий и методов позиционирования. Предложена методика позиционирования средств малой механизации, заключающаяся в использования методов аппроксимации, упрощенного фильтра Калмана и модифицированного метода трилатерации. В заключении приведены описания экспериментальных исследований, показавших адекватность разработанной методики, рассчитан эффект от использования упрощенного фильтра Калмана. Проведено сравнение с системой аналогом, показавшее высокую точность позиционирования по сравнению с имеющимися на рынке приложениями.

В настоящее время большое количество стран уделяют внимание вопросам построения так называемых безлюдных производств. Концепция безлюдного производства заключается в построении роботизированных производств, в которых большинство манипуляций производится без участия человека. Такое «вытеснение» человека из сферы исполнительно-технологических функций возможно лишь при полной автоматизации всех производственных процессов на предприятии, связанных с производственной деятельностью [1].

Совершенствование технических средств, методов построения непрерывных и безлюдных производств требует разработки новых методов и алгоритмов обработки информации необходимой для автоматизации производственных процессов предприятия. Исходя из этого разработка методики позиционирования средств малой механизации на промышленных предприятиях для построения систем безлюдного контроля движения изделий является актуальной научно-технической задачей.

Целью работы является разработка методики позиционирования средств малой механизации на промышленных предприятиях для построения систем безлюдного контроля движения изделий.

Для достижения поставленной цели необходимо выполнить следующие задачи:

1. Провести аналитический обзор научно-технической базы.
2. Провести анализ технологий и методов позиционирования.
3. Произвести выбор технических средств для реализации проекта.
4. Провести аппроксимацию данных, получаемых с BLE-маяков.
5. Разработать методику позиционирования средств малой механизации на промышленных предприятиях.
6. Провести экспериментальные исследования.

В настоящее время в области позиционирования навигации используется большое количество технологий и методов. К технологиям построения систем позиционирования можно отнести: GSM, UMTS, GPS, ГЛОНАСС, WLAN, RFID, Bluetooth, Bluetooth Low Energy [2, 3].

К основным методам, используемым в области позиционирования можно отнести: Angle of arrival (AoA), Cell ID, Enhanced Observed Time Difference (E-OTD), Geometric algorithm (GA), Incremental algorithm (IA), Line-of-sight (LoS), Near-field electromagnetic ranging (NFER), Observed Time Difference of Arrival (OTDoA), Received signal strength indicator (RSSI), Symmetrical Double Sided – Two Way Ranging (SDS-TWR), Time difference of arrival) (TDoA), Time of arrival (ToA), Time-of-flight (ToF), Timing Advance based positioning (TA), Two-way ranging (TWR) according to Nanotron's patents, Uplink Time Difference of Arrival (U-TDoA) [2].

В ходе аналитического обзора технологий и методов позиционирования были выбраны: технология - Bluetooth Low Energy, метод - Received signal strength indicator (RSSI). Обоснование выбора отражено в публикации [3].

Целью разработки алгоритма является создание инструмента, позволяющего получать абсолютные координаты считывающего устройства на контролируемой территории в режиме реального времени.

Разработанный алгоритм можно представить следующей последовательностью действий:

1. Получение списка «видимых» маяков. Для этого необходимо выбрать их из всех «видимых» устройств:
    a. получаем список всех устройств, работающих на основе технологии Bluetooth Low Energy;
    b. для каждого обнаруженного устройства проверяем начало пакета. Если начало пакета совпадает с форматом iBeacon (0x0201061aff4c00), то добавляем в список маяков его UUID и RSSI, иначе переходим к следующему устройству;
    c. в результате получаем список BLE-маяков в зоне видимости считывающего устройства.
2. Проводим сортировку полученного в п.1 списка по уменьшению уровня сигнала RSSI.
3. Для каждого из первых трех маяков (с наибольшим RSSI):
    a. применяем упрощенный фильтр Калмана при помощи формулы 1;

$$RSSI_k^{opt} = K * RSSI_k + (1 - K) * RSSI_{k-1}^{opt} \quad (1)$$

где $RSSI_k^{opt}$- текущее значение уровня сигнала, прошедшее обработку фильтром Калмана, K – коэффициент коррекции, $RSSI_k$ – реально полученное значение уровня сигнала от сенсора считывающего устройства, $RSSI_{k-1}^{opt}$ – предыдущее, обработанное фильтром Калмана, значение уровня сигнала.

    b. рассчитываем расстояние до текущего маяка (r_1, r_2, r_3) с использованием полученной функции аппроксимации f(x).
4. Получаем данные о смещении маяков относительно абсолютных координат контролируемой территории {d, i, j} и строим относительную систему координат.
5. Рассчитываем относительные координаты по методу трилатерации по формулам 2 и 3.

$$x = \frac{r_1^2 - r_2^2 + d^2}{2d} \quad (2)$$

$$y = \frac{r_1^2 - r_3^2 - x^2 + (x-i)^2 + j^2}{2j} \quad (3)$$

6. Переводим полученные относительные координаты x, y в абсолютные согласно плану территории и расположения маяков.

Экспериментальные исследования разработанного алгоритма содержали следующую последовательность шагов:

1. Разметка контролируемой территории четырьмя BLE-маяками.
2. Определение контрольных точек (были выбраны 4 точки с шагом в 1 метр).
3. Измерение расстояний от всех меток до всех точек.

4. Проведение замеров по всем измерениям с использованием разработанного приложения и аналога из магазина Play Market.

Полученные результаты представлены в виде таблиц 1, 2 и рисунка 1.

Таблица 1

Сравнение измеренного расстояния

	1 метка			2 метка			3 метка			4 метка		
	Действительное	Разработанное	Аналогичное	Действительное	Разработанное	Аналогичное	Действительное	Разработанное	Аналогичное	Действительное	Разработанное	Аналогичное
1 место	2,73	2,75	2,6	4,2	4,2	2	5	5	4	3,9	4	2,1
2 место	3,5	3,6	3,7	3,3	3,4	4	4,3	3,5	3,7	4,4	4,5	4,7
3 место	4,4	4,3	4,8	2,6	2,6	2,6	3,7	3,8	2,15	5,1	5	4,7
4 место	5,4	5	5,8	2	2,2	3,1	3,36	3,34	2,8	5,9	5	6

Таблица 2

Разность сравнений измеренного расстояния

	1 метка			2 метка			3 метка			4 метка		
	Действительное	Разработанное	Аналогичное	Действительное	Разработанное	Аналогичное	Действительное	Разработанное	Аналогичное	Действительное	Разработанное	Аналогичное
1 место	2,73	-0,02	0,13	4,2	0	2,2	5	0	1	3,9	-0,1	1,8
2 место	3,5	-0,1	-0,2	3,3	-0,1	-0,7	4,3	0,8	0,6	4,4	-0,1	-0,3
3 место	4,4	0,1	-0,4	2,6	0	0	3,7	-0,1	1,55	5,1	0,1	0,4
4 место	5,4	0,4	-0,4	2	-0,2	-1,1	3,36	0,02	0,56	5,9	0,9	-0,10

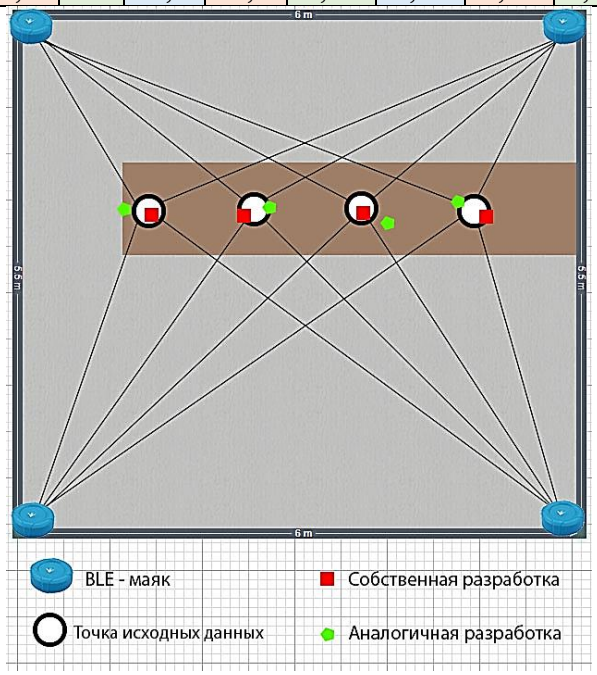


Рисунок 1 – результат экспериментальных исследований

Также проведенные экспериментальные исследования показали, что применение фильтра Калмана позволяет компенсировать шум на 9-21%, что позволяет организовать более точное позиционирование.

Работа выполнена в рамках государственного задания.

Литература

1. Астафьев А.В. Разработка алгоритма определения перемещений изделий между стеллажами на основе данных с их меток / А.В. Астафьев, А.А. Орлов, Д.Г. Привезенцев // Телекоммуникации. 2019. № 1. С. 7-15.
2. Shashi Shekhar, Hui Xiong, Xun Zhou Encyclopedia of GIS Second Edition Springer International Publishing AG 2017. pp. 2550. DOI:10.1007/978-3-319-17885-1
3. Astafiev A.V. Development of Indoor Positioning Algorithm Based on Bluetooth Low Energy beacons for Building RTLS-Systems / A.V. Astafiev, A.L. Zhiznyakov, D.G. Privezentsev // 2019 International Russian Automation Conference, RusAutoCon 2019, September 2019, №8867751. DOI: 10.1109/RUSAUTOCON.2019.8867751

DEVELOPMENT POSITIONING TECHNIQUES OF ASSOCIATED EQUIPMENT IN INDUSTRIAL ENTERPRISES FOR BUILDING AUTOMATIC PRODUCT CONTROL SYSTEMS

Astafiev A.V., Demidov A.A., Shardin T.O.

Vladimir State University

The article presents a study aimed at developing the fundamental foundations of constructing methods and algorithms for the autonomous positioning of moving objects. The introduction discusses the practical significance of the proposed study, formulates the purpose and objectives of the study. An analytical review of the domestic and foreign scientific and technical base was carried out. The analysis of technologies and methods of positioning. A technique for positioning small-scale mechanization means is proposed, which consists in using approximation methods, a simplified Kalman filter, and a modified trilateration method. In conclusion, descriptions of experimental studies that have shown the adequacy of the developed methodology are given; the effect of using the simplified Kalman filter is calculated. A comparison was made with an analog system, which showed high positioning accuracy compared to applications available on the market.

МЕТОД РАСЧЁТА БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ПОЛНОСТЬЮ ОПТИЧЕСКИХ ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

к. ф-м. н., доц. Вытовтов К.А.[1,2], к.т.н., доц. Барабанова Е.А.[1,2],
д.т.н., проф. Вишневский В.М.[1]

[1]Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН,
[2]Астраханский государственный технический университет,
vytovtov_konstan@mail.ru

В данной работе авторы впервые предлагают аналитическую методику расчета быстродействия фотонных систем обработки и передачи информации и рассматривают практическое применение этой методики на примере предложенного ими ранее

коммутационного элемента сети связи нового поколения. Кроме задержки сигнала за счет прохождения в среде методика учитывает задержку сигнала на границах раздела сред, переходные процессы в цепях управления и скорости протекания нелинейных эффектов. В работе также впервые представлена эквивалентная электрическая схема фотонного бинарного коммутатора, позволяющая учитывать влияние паразитных индуктивностей и емкостей структуры.

Введение

В связи с переходом телекоммуникационных систем на стандарт 5G, развитием облачных технологий и Интернета вещей, возрастают требования прежде всего к пропускной способности сетей связи. Обеспечить требуемые скорости передачи информации (до сотен Тбит/с) на сегодняшний день позволяют полностью оптические технологии [1-4]. В последние годы появились работы, описывающие полностью оптические телекоммуникационные и вычислительные системы [2], одним из ключевых элементов которых является фотонный коммутатор. Предполагается, что время обработки информации в них не будет превышать $10^{-11} - 10^{-12}$с. Необходимо отметить, что эти системы нельзя считать полностью оптическими в строгом смысле этого слова, так как в схеме их управления предполагается преобразование оптического сигнала в электрический, что может привести к существенному увеличению времени обработки сигналов. Более того, методики расчета быстродействия таких систем в научной литературе представлено не было, а данные основаны на результатах экспериментов, не учитывающих все факторы. В отдельных случаях учитывалось только время прохождения оптического сигнала в соответствующих структурах. Таким образом, разработка методики расчета быстродействия является важной задачей при проектировании оптических коммутаторов.

Методика расчета быстродействия в оптических системах обработки информации

В соответствии с предлагаемой методикой задержка сигнала в оптических системах обработки информации определяется следующими основными факторами: временем прохождения оптического сигнала в оптических структурах устройств, временем задержки сигнала на границах раздела сред и других неоднородностях, временем переходных процессов в цепях управляющего электрического (магнитного) сигналов, временем срабатывания электронных схем управления, временем срабатывания нелинейных управляемых устройств:

$$t_{\text{з}} = \sum_{i=1}^{N} t_{\text{пр}\,i} + \sum_{j=1}^{M} t_{\text{гр}\,j} + \sum_{k=1}^{K} t_{\text{пер}\,k} + \sum_{l=1}^{L} t_{\text{Эу}\,l} + \sum_{p=1}^{P} t_{\text{НЭ}\,p} \quad (1)$$

где $t_{\text{з}}$ – суммарное время задержки, $t_{\text{пр}\,i}$ - время прохождения оптического сигнала в i-м устройстве схемы, $t_{\text{гр}\,j}$ - время задержки, определяемое сдвигом фаз на j-й границе раздела на пути прохождения светового излучения, $t_{\text{пер}\,k}$ - время переходного процесса в k-й цепи управления, $t_{\text{Эу}\,l}$ - время срабатывания l-й схемы управления. Если какие-либо процессы происходят параллельно, то в формуле (1) берется не сумма, а наибольшее время.

Задержка сигнала за счет его прохождения в оптических структурах определяется толщинами слоев и коэффициентом преломления $t_{\text{пр}} = d/v$, где $v = c/n$ - скорость прохождения в рассматриваемой среде, c – скорость света в вакууме, $n = \sqrt{\varepsilon\mu}$ – коэффициент преломления среды, ε – диэлектрическая проницаемость среды, μ - магнитная проницаемость среды, d – толщина слоя.

Для оценки задержки сигнала при прохождении границ раздела необходимо рассмотреть коэффициент прохождения через границу. Модуль коэффициента определяет долю прошедшей через границу мощности, а аргумент определяет сдвиг фазы между прошедшим и падающим сигналами. При этом, из свойств преобразования Фурье известно, что сдвиг сигнала во времени на величину τ приводит к появлению множителя $\exp(-j\omega\tau)$ в спектре, определяющего наклон фазо-частотной характеристики. Таким образом, тангенс угла наклона касательной к фазо-частотной характеристике коэффициента прохождения в данной точке равен времени задержки сигнала.

Время переходного процесса определяется паразитными емкостями, индуктивностями и активными сопротивлениями цепи управления и в большинстве случаев вносит наибольший вклад в суммарную задержку. Определение этого времени требует построения эквивалентной электрической схемы цепи управления, построение соответствующего интегро-дифференциального уравнения и его решения при заданных начальных условиях.

Численный пример. Быстродействие бинарного фотонного коммутатора

Методика расчета быстродействия полностью оптических коммутаторов представлена на примере бинарного фотонного коммутатора [5-8], который состоит из буферного устройства и элемента коммутации. Здесь рассчитано время задержки сигнала только в элементе коммутации. Он состоит из фильтра Брэгга (ФБ) и частотного детектора (ЧД), построенных на одномерной слоистой изотропной структуре, формирователя

управляющих сигналов (ФУС) на основе ректенны и отклоняющей системы (ОС), представляющей собой двумерный фотонный кристалл. Подробное описание принципа работы бинарного фотонного коммутатора представлено в работах [7-8].

Задержка в фильтре Брэгга определяется временем прохождения сигнала в слоях структуры, а также сдвигом фаз на границах раздела слоёв. Аналогично определяется время задержки в частотном детекторе. Формирователь управляющих сигналов рассматривается совместно с отклоняющей системой, так как здесь происходит преобразование оптического сигнала в электрический и наблюдается общий переходный процесс. Дополнительная задержка в отклоняющей системе определяется временем прохождения информационного сигнала через ее структуру. Очевидно, что наибольшую задержку вносит переходный процесс.

Управляющая структура состоит из ректенны, соединительных проводов и собственно отклоняющей системы (рисунок 1). Ректенна имеет собственную емкость перехода металл-полупроводник и сопротивление этого перехода. Отклоняющая система представляет собой конденсатор (рисунок 1), имеющий некоторую емкость соответствующего слоя и активное сопротивление, определяющее токи утечки в ниобате лития. На быстродействие схемы также оказывают влияние паразитные параметры: токи утечки от соединительных проводов и конструктивная емкость.

Эквивалентная схема управляющей структуры представлена на рисунке 2. Здесь емкости отклоняющих слоев, возникающие между управляющими электродами ниобата лития первого и второго управляемых слоев, соответственно, равны $C_{\text{ос }1,2} = \varepsilon_{1,2}\varepsilon_0 S_{\text{ос}}/d_{1,2}$, где $\varepsilon_{1,2}$ – относительные диэлектрические проницаемости слоев ниобата лития при наличии или отсутствии управляющего напряжения, ε_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума, $S_{\text{ос}}$ – площадь отклоняющей системы, $d_{1,2}$ – толщины управляемых слоев ниобата лития. Сопротивления, определяющие токи утечки в ниобате лития для первого и второго слоев соответственно $R_{\text{ос }1,2} = \rho d_{1,2}/S_{\text{ос}}$, здесь ρ – удельное сопротивление ниобата лития.

Емкости ректенн, в основном определяются емкостью перехода металл-полупроводник в выпрямляющем диоде (в данном случае диод Шотки) [10] $C_{\text{р }1,2} = Q/U = S_{\text{д}}\sqrt{q\varepsilon\varepsilon_0 N/2(U_0 - U)}$, где $Q = q \cdot N \cdot W$ – заряд обедненной области перехода металл-полупроводник, U – приложенное к диоду напряжение, $q = 1.6 \cdot 10^{-19}$Кл – элементарный заряд, N – концентрация примесей в полупроводнике, W – ширина обедненной области перехода, ε – относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника диода, $U_0 = U_{\text{T}} \ln(N/n_i)$ – величина потенциального барьера, $U_{\text{T}} = kT/q$ – тепловой потенциал, k – постоянная Больцмана, T – температура по Кельвину, n_i – собственная концентрация полупроводника.

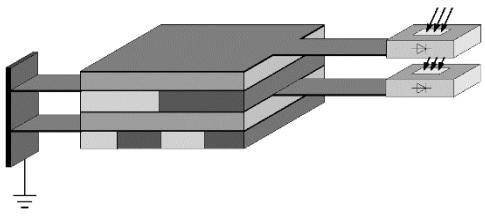


Рисунок 1. Отклоняющая система с ректенной в цепи управления

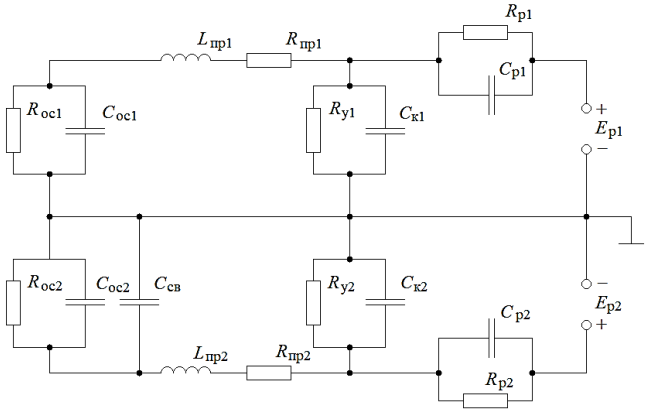


Рисунок 2. Эквивалентная схема цепи управления оптической коммутационной ячейки

Активное сопротивление ректенны $R_{\text{р }1,2}$ определяется, как отношение напряжения к току по вольт-амперным характеристикам [10]. Активное сопротивление и индуктивность соединительных проводов $R_{\text{пр }1,2}$ и $L_{\text{пр }1,2}$ определяются как $R_{\text{пр }1,2} = \rho l/S_{\text{пр}}$, $L_{\text{пр }1,2} = (\mu_0 l/2\pi)\left[\mu_{\text{ср}}\ln(l/r) + \mu_{\text{пр}}/4\right]$, где l – длина провода, $S_{\text{пр}}$ – площадь сечения провода, μ_0 – магнитная проницаемость вакуума, $\mu_{\text{ср}}$ – магнитная проницаемость среды, $\mu_{\text{пр}}$ – магнитная проницаемость провода, l – длина провода, r – радиус провода. Конструктивная емкость и

сопротивление утечки определяются конкретными конструкциями устройства и, как правило, при правильном проектировании ими можно пренебречь. Поскольку схема (рисунок 2) является симметричной и ее части независимы друг от друга, то достаточно рассмотреть верхнюю часть схемы.

В соответствие с рисунком 2 дифференциальное уравнение, описывающее переходный процесс для тока в общей ветви цепи управления первого слоя имеет вид

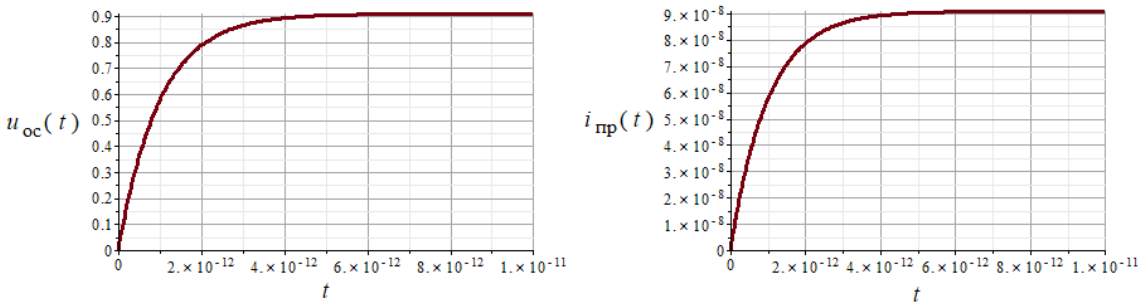
$$R_{\text{у}}R_{\text{р}}R_{\text{ос}}L_{\text{пр}}C_{\text{ос}}\left(C_{\text{к}}+C_{\text{р}}\right)\frac{d^3I_{\text{общ}}}{dt^3}+\left\{R_{\text{у}}R_{\text{р}}R_{\text{ос}}R_{\text{пр}}C_{\text{ос}}\left(C_{\text{к}}+C_{\text{р}}\right)+\right.$$
$$\left.L_{\text{пр}}\left[R_{\text{р}}\left(C_{\text{к}}R_{\text{у}}+C_{\text{ос}}R_{\text{ос}}\right)+R_{\text{у}}\left(C_{\text{ос}}R_{\text{ос}}+C_{\text{р}}R_{\text{р}}\right)\right]\right\}\frac{d^2I_{\text{общ}}}{dt^2}+$$
$$\left[R_{\text{р}}R_{\text{у}}\left(R_{\text{пр}}+R_{\text{ос}}\right)\left(C_{\text{к}}+C_{\text{р}}\right)+\left(R_{\text{р}}+R_{\text{у}}\right)\left(R_{\text{пр}}R_{\text{ос}}C_{\text{ос}}+R_{\text{р}}R_{\text{у}}C_{\text{р}}+L_{\text{пр}}\right)\right. \quad (2)$$
$$\left.+R_{\text{у}}R_{\text{р}}R_{\text{ос}}C_{\text{ос}}\right]\frac{dI_{\text{общ}}}{dt}+\left[\left(R_{\text{р}}+R_{\text{у}}\right)\left(R_{\text{пр}}+R_{\text{ос}}\right)+R_{\text{р}}R_{\text{у}}\right]I_{\text{общ}}=E$$

Решение (2) и дополнительные преобразования [11] дают напряжение на отклоняющей системе и ток через индуктивность (провод питания) при переходном процессе

$$U_{C\text{ос}}(t)=\frac{ER_{\text{у}}R_{\text{ос}}}{R_{\text{у}}\left(R_{\text{пр}}+R_{\text{ос}}\right)+R_{\text{р}}\left(R_{\text{у}}+R_{\text{пр}}+R_{\text{ос}}\right)}+\sum_{i=1}^{3}D_iA_ie^{p_it}$$
$$I_{L\text{пр}}=\frac{ER_{\text{у}}}{R_{\text{у}}\left(R_{\text{пр}}+R_{\text{ос}}\right)+R_{\text{р}}\left(R_{\text{у}}+R_{\text{пр}}+R_{\text{ос}}\right)}+\sum_{i=1}^{3}B_iA_ie^{p_it} \quad (3)$$

Здесь A_i, B_i, D_i – определяются начальными условиями переходного процесса.

Рассмотрим четырехслойную структуру (рисунок 1) с параметрами слоев: для обоих слоев ниобата лития (первого и третьего) $d_1=d_3=5$мкм, $\varepsilon_1=\varepsilon_3=24.71$, для второго слоя $d_2=320$нм, $\varepsilon_2=2.1$, для четвертого слоя $d_4=120$нм, $\varepsilon_4=1.2$. Радиус проводов составляет 10мкм, длина медного провода 20мм, напряжение, приложенное к слою ниобата лития 0.5В. Площадь управляемого слоя 10×10мкм. На рисунке 3 представлены переходные характеристики по напряжения на отклоняющей системе и по току в цепи управления (через индуктивность $L_{\text{пр}}$) при типовых значениях параметров.

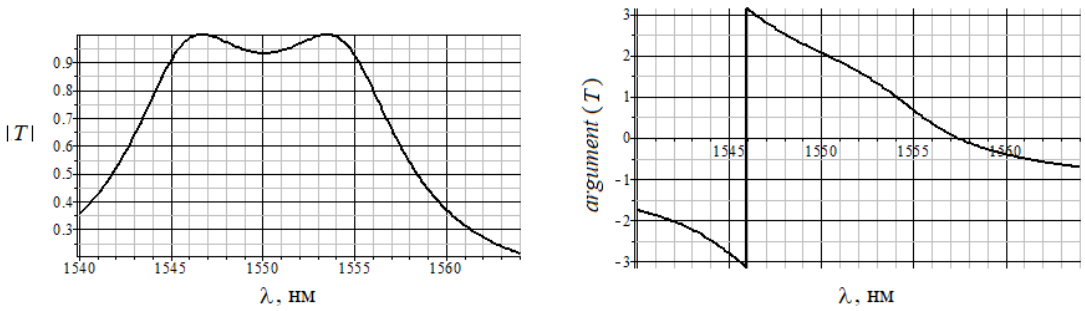


а) б)

Рисунок 3. Переходные характеристики: а) по напряжению на отклоняющей системе, б) по току в цепи управления

Таким образом, время переходного процесса составляет $t_{\text{пер}}\approx1.2\cdot10^{-12}$с. Отметим, что в данном случае время срабатывания ректенны не рассчитывается отдельно, поскольку ее эквивалентная схема включена в общую схему.

Рассмотрим время задержки сигнала на границах раздела сред. Коэффициент прохождения светового излучения в приближении плоской волны рассчитывается в соответствии с [12]. Его амплитудно-частотная и фазовая характеристики представлены на рисунке 4. Время задержки сигнала $t_{\text{гр}}$ определяется по Рисунку 4б. Действительно, в соответствии со свойством преобразования Фурье $t_{\text{гр}}=\Delta\varphi/\Delta\omega=\Delta\varphi\Delta\lambda/2\pi c$ при $\Delta\lambda\to0$. При этом, сигналы на разной длине волны имеют различную временную задержку (Рисунок 4б), что может привести к ошибкам при обработке информации. Однако, в рассматриваемом случае различия настолько незначительны, что ими можно пренебречь. Так на интервале $\lambda=1546\div1559$нм минимальная задержка составляет $t_{\text{гр мин}}\approx0.02\cdot10^{-17}$с, а максимальная задержка составляет $t_{\text{гр макс}}\approx0.06\cdot10^{-17}$с.



а) б)

Рисунок 4. Коэффициент прохождения а) амплитудно-частотная характеристика, б) фазочастотная характеристика

Задержка сигнала за счет времени прохождения в рассматриваемой четырехслойной структуре (рисунок 1) определяется как

$$t_{\text{пр}} = \frac{1}{c}\sum_{i=1}^{4} d_i n_i \qquad (4)$$

и для параметров, указанных выше, составляет $t_{\text{пр}} = 1.68 \cdot 10^{-13}$с.

Таким образом, суммарное время прохождения сигнала через отклоняющую систему равно $t_{\text{ос}} = t_{\text{пр}} + t_{\text{пер}} + t_{\text{гр}} \approx 1.36806 \cdot 10^{-12}$с. Задержку в фильтре Брэгга и частотном детекторе рассчитываем по аналогичной методике и суммируем с вышеуказанной. В результате получаем время срабатывания элемента коммутации бинарной коммутационной ячейки $t_{\text{ЭК}} = 1.45908 \cdot 10^{-12}$с.

Заключение

В данной работе впервые представлена методика расчета быстродействия полностью оптических коммутаторов. Методика учитывает задержку сигнала за счет его прохождения в среде в зависимости от коэффициента преломления, задержку сигнала на границах раздела сред за счет сдвига фаз подающей и прошедшей волны, а также переходные процессы в цепях управления за счет влияния паразитных параметров, таких как емкости структур, индуктивности проводов, емкости обедненных слоев переходов элементов, преобразующих световое излучение в электрический сигнал. Проведены численные расчеты для исследования быстродействия элемента коммутации на основе пространственно-отклоняющей системы и ректенны в бинарном фотонном коммутаторе. Отметим, что данное устройство является полностью линейным, что обеспечивает его высокое быстродействие (в соответствии с расчетами $1.45908 \cdot 10^{-12}$с). Увеличение быстродействия системы достигнуто включением дополнительных и шунтирующих элементов.

Литература

1. Testa, Francesco. Optical Switching in Next Generation Data Centers/ Francesco Testa, Lorenzo Pavesi // Springer International Publishing AG.- 2018.-336p.
2. Tu, Xin. State of the Art and Perspectives on Silicon Photonic Switches / Xin Tu //Micromachines (Basel).- 2019.-V.10(1): 51.-doi: 10.3390/mi10010051.
3. Ji ; Y. 5G flexible optical transport networks with large-capacity, low-latency and high-efficiency / Yuefeng Ji ; Jiawei Zhang ; Yuming Xiao ; Zhen Liu // China Communications.-2019.-V.16.-Issue: 5.-P. 19-32.
4. Seok, T.J. Kyungmok Kwon, Johannes Henriksson, Jianheng Luo and Ming C. Wu. Wafer-scale silicon photonic switches beyond die size limit / Tae Joon Seok, Kyungmok Kwon, Johannes Henriksson, Jianheng Luo and Ming C. Wu // Optica.-2019.-V. 6.-№ 4.-P. 490-494.
5. K. A. Vytovtov, E. A. Barabanova and V. S. Podlazov. Model of Next-Generation Optical Switching System // Communications in Computer and Information Science. 2018. Pages 377-386.
6. K. Vytovtov, E. Barabanova, S. Zouhdi. Optical Switching Cell Based On Metamaterials And Ferrite Films//12th International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena – Metamaterials 2018 Espoo, Finland, Aug. 27th – Sept. 1st, 2018.- P.424-426.

7. K.A. Vytovtov, E.A. Barabanova, I.O. Barabanov. Next-generation switching system based on 8x8 self-turning optical cell. /International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2018.-P. 306-310.
8. Barabanova E, Vytovtov K and Trong Thanh Nguyen. The control system elements of the new generation optical switching cell /Journal of Physics: Conference Series//Journal of Physics: Conference Series. Volume 1368, Issue 2, 27 November 2019, Номер статьи 022002.
9. Маллер, Р. Элементы интегральных схем / Маллер Р., Кейминс Т. // М.: Мир.- 1989.-630с.
10. Joshi, S. Optical rectenna operation: where Maxwell meets Einstein/S. Joshi and G. Moddel//Journal of Physics D:Applied Physics.-V.49.-№26.-2016.- 265602.-DOI: 10.1088/0022-3727/49/26/265602.
11. Бессонов, Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи.-М: Гардарики.- 2007. - 701с.
12. Teitler, S. Refraction in Stratified, Anisotropic Media / S. Teitler, B. W. Henvis // Journal of the Optical Society of America.- 60(6).- 1970. - P.830-834.

METHOD FOR CALCULATING PERFORMANCE OF ALL-OPTICAL LINEAR SYSTEM OF TRANSMITTING AND PROCESSING INFORMATION

Vytovtov K.A.[1,2], Barabanova E.A. [1,2], Vishnevsky V.M.[1]

[1] V. A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences,
65 Profsoyuznaya street, Moscow, 117997, Russia
[2] Astrakhan State Technical University, 16 Tatishcheva St., Astrakhan, 414056, Russia
vytovtov_konstan@mail.ru

In this paper the authors propose the accurate analytical method for calculating performance of all-optical linear system of transmitting and processing information for the first time. It also is considered the practical application of this method for the example for the next generation communication network switching element that has been previously developed by authors. In addition the method takes into account the signal delay at the interface between media, transients in the control circuits and the signal delay due to passing through the medium. The paper also presents the equivalent electrical circuit of the next-generation photon switch for the first time. This way allows us to take into account the influence of parasitic inductors and capacitances of the structure.

СОВМЕСТНАЯ МИНИМИЗАЦИЯ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОЛОСОВОЙ ПОМЕХИ И ВЕЛИЧИНЫ ПИК-ФАКТОРА ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ OFDM-СИСТЕМЫ

проф., д.т.н. Кириллов С.Н., доц., к.т.н. Лисничук А.А., асп. Батищев А.В.

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина

Рассматривается вопрос совместного применения алгоритма снижения пик-фактора, с помощью резервации тонов (TR), с методами борьбы с полосовой помехой в OFDM-сигналах с точки зрения повышения пропускной способности канала передачи данных в сложных сигнально-помеховых условиях. Показано, что согласованное применение алгоритма TR с размещением зарезервированных тонов на частотах полосовой помехи позволит повысить пропускную способность канала передачи данных по сравнению со случаем несогласованного применения алгоритма TR с методами борьбы с полосовой помехой. При этом обеспечивается снижение величины пик-фактора при компактном размещении зарезервированных тонов относительно OFDM-сигналов без применения TR.

Введение

На практике широкое распространение получили радио системы передачи информации (РСПИ) на основе технологии мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM – Orthogonal Frequency-Division Multiplexing). Данная технология применяется в таких стандартах связи как Wi-Fi, LTE, DVB-T2. Известно, что OFDM-сигналы обладают высоким пик-фактором (ПФ), что является существенным недостатком таких систем ввиду нелинейных искажений и низкого КПД в усилителе мощности. В ряде работ [1,2] предложены различные эффективные алгоритмы снижения ПФ, одним из которых является резервация тонов (TR – Tone Reservation). Данный алгоритм получил широкое распространение и используется в стандарте DVB-T2 [3].

Также, ввиду широкого применения различных РСПИ, ухудшается помеховая обстановка из-за перегруженности спектрального ресурса. Это в свою очередь налагает требования на повышение пропускной способности канала передачи данных.

Следовательно, совместное применение алгоритма TR с методами борьбы с сосредоточенной по спектру стационарной помехой, в частности полосовой помехой (ПП) (например, режекция полосы частот, подверженной влиянию помехи), повышает пропускную способность канала передачи данных (ПД) в сложных сигнально-помеховых условиях по сравнению со случаем несогласованного применения алгоритма TR с методами борьбы с ПП.

Снижение пик-фактора OFDM-сигнала посредством резервации тонов

Суть алгоритма TR заключается в том, что бы зарезервировать набор тонов S_l (поднесущих OFDM-сигнала) для снижения ПФ [1–3]. В таких тонах происходит формирование корректирующего сигнала $C_{TR,l}(n)$. Данный сигнал в результате суммируется с исходным OFDM-сигналом $x_l(n)$, n – номер отсчета OFDM-символа.

В работе реализован алгоритм снижения ПФ методом TR, представленный в [3, 4] при одновременной минимизации действия ПП. Для выполнения алгоритма TR необходимо определить количество и местоположение тонов OFDM-сигнала, которые будут использованы для снижения пик-фактора. Также, для каждого OFDM-символа вычисляется опорное ядро $\boldsymbol{p_n}$ по формуле:

$$\boldsymbol{p_n} = \frac{N_{FFT}}{N_{TR}} \sum_{k \in S_l} \exp\left(\frac{j \cdot 2\pi k}{N_{FFT}} \right),$$

где N_{FFT} – количество поднесущих OFDM-сигнала (размерность преобразования Фурье для формирования OFDM-сигнала); N_{TR} – количество зарезервированных тонов для снижения ПФ; k – индекс зарезервированного тона; S_l – набор разрешенных индексов зарезервированных тонов для l-ого OFDM-символа. В работе, для каждого отдельного эксперимента S_l не зависит от номера OFDM-символа, а величина $\boldsymbol{p_n}$ – это вектор, необходимый для выполнения алгоритма TR, который соответствует обратному преобразованию Фурье из (N_{FFT}, 1) вектора $\boldsymbol{1_{TR}}$ имеющего N_{TR} единичных элементов на разрешенных позициях зарезервированных тонов S_l.

На рисунке 1 представлена блок-схема алгоритма совместной минимизации воздействия полосовой помехи и снижения величины пик-фактора.

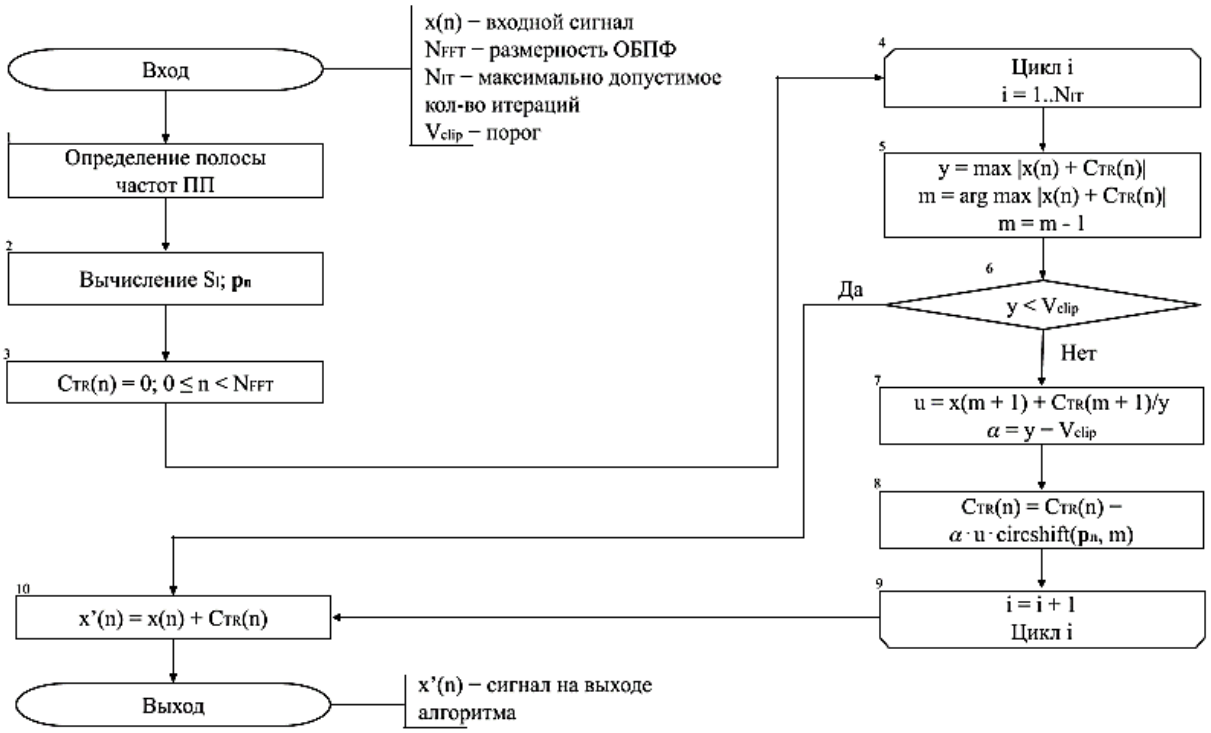


Рисунок 1 – Блок-схема алгоритма совместной минимизации воздействия полосовой помехи и снижения величины пик-фактора

На данной блок-схеме: ОБПФ – обратное быстрое преобразование Фурье; circshift – функция циклического сдвига: $a = (a_1, a_2, ..., a_N)$, $b = circshift(a, k_{shif})$, $b = (a_{k_{shif}}, a_{k_{shif}+1}, ..., a_N, a_1, ..., a_{N-k_{shif}})$.

Алгоритм TR применяется к каждому OFDM-символу сигнала по отдельности. В ходе работы происходит определение глобального экстремума: амплитуды огибающей OFDM-символа y, номера отсчета данного экстремума m. Если y меньше заданного порога V_{clip} происходит выход из алгоритма TR, если больше, то происходит вычисление корректирующего сигнала $C_{TR}(n)$ для снижения ПФ, который в точке экстремума представляет собой сигнал с противоположной амплитудой по сравнению с пиком в OFDM-символе.

Недостатком метода TR является то, что величина уменьшения ПФ зависит от количества зарезервированных тонов и местоположения тонов в полосе частот OFDM-сигнала [1–4], при этом в зарезервированных тонах отсутствует ПД, что приводит к уменьшению пропускной способности радиоканала.

Пропускная способность канала передачи данных

Пропускная способность (ПС) канала ПД C – это максимальная скорость передачи информации по каналу связи в единицу времени. При равномерных спектральной плотности мощности (СПМ) сигнала и шума будет иметь место выражение [5]:

$$C = \int_{W_a}^{W_f} \log_2\left(1 + \frac{P}{P_{noise}}\right) = W \log_2\left(1 + \frac{p}{p_{noise}}\right),$$

где $W = |W_f - W_a|$ – ширина полосы канала ПД; P – средняя мощность сигнала; P_{noise} – средняя мощность АБГШ; SNR – отношение сигнал-шум; p – мгновенная мощность сигнала с равномерной СПМ в полосе действия сигнала, т.е. $P = \int_{W_a}^{W_f} pdf$; p_{noise} – мгновенная мощность АБГШ с равномерной СПМ в полосе действия сигнала.

В случае применения алгоритма TR, часть мощности сигнала выделяется для снижения ПФ, т.е. передачи излучения, не несущего полезной информации, тогда:

$$C_{papr} = (W_f - W_c + W_b - W_a)\log_2\left(1 + \frac{p}{p_{noise}}\right),$$

где $W_{papr} = |W_c - W_b|$ – ширина полосы канала, отводимая для резервации тонов; C_{papr} – ПС с учетом затрат на резервацию тонов.

Обозначим C_I – ПС для канала с АБГШ и стационарной ПП (с равномерной СПМ) действующей на частотах $W_I = |W_e - W_d|$. Тогда:

$$C_{I,1} = (W_f - W_e + W_d - W_a)\log_2\left(1 + \frac{p}{p_{noise}}\right) + (W_e - W_d)\log_2\left(1 + \frac{p}{p_{noise} + p_I}\right),$$

где p_I – мгновенная мощность ПП с равномерной СПМ в полосе действия сигнала; СПМ сигнала и шума – равномерны.

Для случая, когда на частотах ПП отсутствует передача части сигнала, отводимой для передачи информации, ПС C_I примет следующий вид:

$$C_{I,0} = (W_f - W_e + W_d - W_a)\log_2\left(1 + \frac{p'}{p_{noise}}\right),$$

где p' – скомпенсированная мгновенная мощность сигнала с равномерной СПМ в полосе действия сигнала, такая что $P = \int_{W_a}^{W_f} pdf = \int_{W_a}^{W_d} p'df + \int_{W_e}^{W_f} p'df$.

В случае несогласованного применения алгоритма TR с методами борьбы с ПП может возникнуть ситуация, при которой зарезервированные тона не согласуются с частотами действия ПП. Тогда ПС подверженного влиянию ПП радиоканала для случая резервации тонов определяется как для наихудшего случая и будет иметь вид:

$$C_{papr,I,0} = (W_f - W_e + W_d - W_c + W_b - W_a)\log_2\left(1 + \frac{p}{p_{noise}}\right) + (W_e - W_d)\log_2\left(1 + \frac{p}{p_{noise} + p_I}\right)$$

Необходимо иметь ввиду, что проблему высокого значения ПФ целесообразно решать на передающей стороне, а минимизировать влияние ПП на РСПИ – на приемной. Это позволяет согласовать алгоритм TR с размещением зарезервированных тонов на частотах ПП: $W_{papr} = W_I = |W_e - W_d|$, что в свою очередь повышает ПС:

$$C_{papr,I,1} = (W_f - W_e + W_d - W_a)\log_2\left(1 + \frac{p}{p_{noise}}\right).$$

Зависимости ПС для различных вариантов OFDM-РСПИ приведены на рисунке 2.

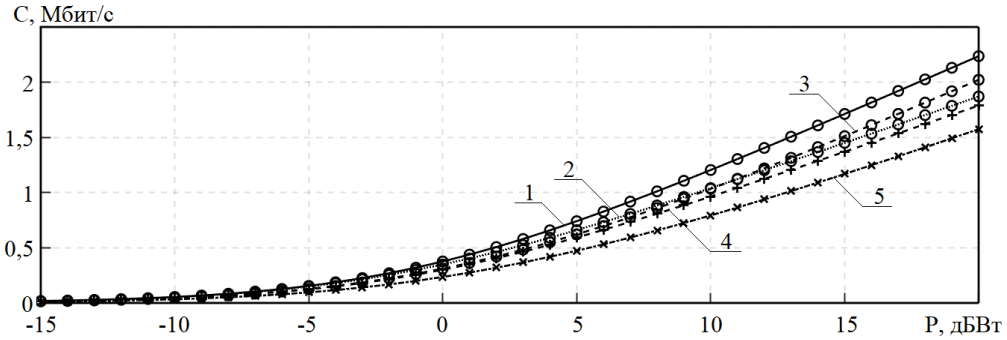


Рисунок 2 – Зависимости пропускной способности канала передачи данных для различных вариантов OFDM-РСПИ

Здесь линия 1 – C; линия 2 – $C_{I,0}$; линия 3 – $C_{I,1}$, линия 4 – C_{papr}, $C_{papr,I,1}$; линия 5 – $C_{papr,I,0}$. Для расчета ПС принято, что полоса частот ПП составляет 20% от полосы частот сигнала; количество зарезервированных тонов, отводимых для снижения ПФ, также, составляет 20% от полосы сигнала ($W_{papr} = W_I = 0,2W; W = 320кГц$). Для наглядности, характеристики ПС строились от средней мощности сигнала, при этом $P_{noise} = -1\,дБВт$, $P_I = 2\,дБВт$. Из анализа рисунка 2 следует, что согласованное

применение алгоритма TR с размещением зарезервированных тонов на частотах ПП повышает ПС канала ПД в сравнении со случаем не зависимого использования алгоритма TR с процедурой минимизации действия ПП: при $P = 20\ дБВт$ ПС составляет 80% относительно полной пропускной способности (линии 1 и 4) против 70% (линии 1 и 5), т.е. выигрыш составляет 10% относительно полной пропускной способности.

Компьютерное моделирование

Проанализирована модель формирователя OFDM-сигнала, структурная схема которого представлена на рисунке 3.

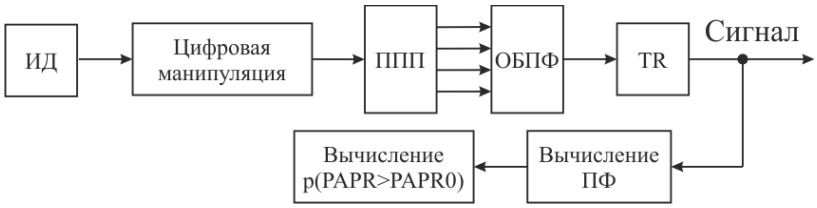


Рисунок 3 – Формирователь OFDM-сигнала

Здесь ИД – источник данных; ППП – последовательно-параллельный преобразователь, ОБПФ – обратное быстрое преобразование Фурье; TR – алгоритм снижения ПФ посредством резервации тонов. Вычисление ПФ (PAPR) и характеристики $p(PAPR > PAPR_0)$ не влияет на работу алгоритма TR, но позволяет произвести анализ ПФ.

Для примера, при манипуляции поднесущих OFDM-сигнала используется 64-QAM, количество поднесущих OFDM-сигнала – 128. Также, предполагается, что полоса частот ПП определена и не превышает 20% от полосы частот сигнала. Это позволяет обеспечить эффективное размещение зарезервированных тонов и, следовательно, повысить ПС OFDM-РСПИ. Количество зарезервированных тонов, отводимых для снижения ПФ, также, составляет 20% от полосы сигнала и равняется 26.

Для оценки качества выполнения снижения ПФ используют характеристику $p(PAPR > PAPR_0)$, показывающую с какой вероятностью ПФ превышает величину $PAPR_0$ (рисунок 4).

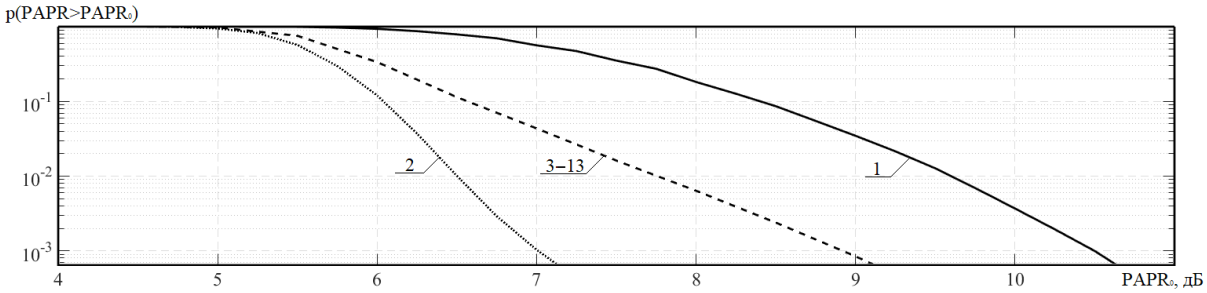


Рисунок 4 – Вероятность превышения пик-фактором порога $PAPR_0$

Здесь линия 1 – зависимость $p(PAPR > PAPR_0)$ для случая, когда алгоритм TR не применялся; для остальных зависимостей использовался алгоритм TR, в качестве пояснения приведены индексы зарезервированных тонов k, образующих набор разрешенных индексов зарезервированных тонов S_l: линия 2 – 1:5; 35:40; 70:75; 105:110; 126:128; линия 3 – 1:26; линия 4 – 11:36; линия 5 – 21:46; линия 6 – 31:56; линия 7 – 41:66; линия 8 – 51:76; линия 9 – 61:86; линия 10 – 71:96; линия 11 – 81:106; линия 12 – 91:116; линия 13 – 101:126. Двоеточием обозначен отрезок индексов тонов. Линии 3–13 сливаются в пределах доверительных интервалов, что говорит о робастности величины снижения ПФ при компактном расположении зарезервированных тонов для рассмотренного случая.

Из анализа рисунка 4 следует, что компактное размещение зарезервированных тонов по уровню $p(PAPR > PAPR_0) = 10^{-3}$ обеспечивает снижение ПФ до 1,5 дБ в сравнении со случаем, когда алгоритм TR не применялся (линия 1). Однако, при этом происходит увеличение ПФ на величину 2 дБ по сравнению с квазиравномерным применением зарезервированных тонов, реализующем наибольшее, среди рассмотренных на этапе предварительных исследований, снижение данной характеристики (линия 2), у которого ПС канала ПД OFDM-РСПИ снижена, за счет несогласованного применения алгоритма TR с методами борьбы с ПП. Дополнительное снижение ПФ можно осуществить, например, при помощи перекодирования OFDM-сигнала.

Заключение

Компактное размещение зарезервированных тонов обеспечивает снижение ПФ до 1,5 дБ по уровню $p(PAPR > PAPR_0) = 10^{-3}$ в сравнении со случаем, когда алгоритм TR не применялся. Однако, при этом происходит увеличение ПФ на величину 2 дБ по сравнению с квазиравномерным применением зарезервированных тонов, реализующем наибольшее, среди рассмотренных на этапе предварительных исследований, снижение данной характеристики. Также, согласованное применение алгоритма TR с размещением зарезервированных тонов на частотах ПП повышает ПС канала ПД ($C_{papr,I,1}$ составляет 80% относительно полной пропускной способности C при $P = 20\ дБВт$) в сравнении со случаем независимого использования алгоритма TR с процедурой минимизации действия ПП ($C_{papr,I,0} = 70\%$ относительно C при $P = 20\ дБВт$), т.е. выигрыш составляет 10%.

Литература

1. Tellado J. Multicarrier modulation with low PAR: applications to DSL and wireless. – Springer Science & Business Media, 2006. – Т. 587.
2. Hill G. Peak power reduction in orthogonal frequency division multiplexing transmitters : дис. – Victoria University, 2011.
3. ETSI E. N. 302 755 Digital Video Broadcasting (DVB) //Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). – 2012. – Т. 1.
4. DVB-T2 Common Simulation Platform: [Электронный ресурс] // SourceForge URL: http://dvb-t2-csp.sourceforge.net (Дата обращения: 12.02.2020).
5. Tse D., Viswanath P. Fundamentals of wireless communication. – Cambridge university press, 2005.

JOINT TO MINIMIZE BAND INTERFERENCE INFLUENCE AND PAPR REDUCTION FOR INCREASING OFDM-SYSTEM CAPACITY

Kirillov S.N., Lisnichuk A.A., Batishchev A.V.

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin

For increasing channel capacity in complex signal-interference conditions, issue to joint application both of Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) reduction algorithm using tone reservation (TR) and minimizing method of band interference influence at OFDM-signals are considered. The joint application of TR algorithm at reserved tones placement in band interference frequencies is shown to increase channel capacity compared to case of inconsistent application. PAPR reduction at compact arrangement of reserved tones compared to OFDM-signals without using TR are shown.

ТУРБО-ЭКВАЛАЙЗЕР С ПРЕКОДЕРОМ В МНОГОЛУЧЕВОМ КАНАЛЕ

инж. Валиуллин Д.Р.[1], доц. Захаров П.Н.[2]

[1] ООО “Микроволновая электроника”,
[2] Московский Государственный Университет им.М.В.Ломоносова

Граница Шеннона определяет минимально возможное пороговое значение отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума, на котором возможна передача и приём без ошибок. Появление так называемых турбо-кодов в начале 1990-х годов позволило достичь этой границы в канале аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) с отставанием на доли дБ. В

данной работе предлагаются способы приближения к границе Шеннона в многолучевом канале при помощи турбо-эквализации – итеративного метода, объединяющего декодирование и эквализацию. Рассмотрен случай турбо-эквализации двух последовательно соединённых кодеров, турбо-эквализации трёх последовательно соединённых кодеров, где канал играет роль внутреннего кодера. Путем моделирования получены зависимости вероятности ошибки на бит от спектральной плотности мощности шума. Продемонстрирован энергетический выигрыш относительно существующей реализации 1.5 дБ в канале с длиной характеристики 3 символа и 4 дБ в канале с длиной характеристики 5.

Введение в турбо-эквалайзер

Вскоре после появления турбо-кодов был предложен подход, который предполагает совместную эквализацию и декодирование. По аналогии с турбо-декодером, он получил название турбо-эквалайзера [1], [2]. Такой подход рассматривает канал, как один из составных кодеров, а эквалайзер как один из составных декодеров. Принципиальная схема изображена на рисунке 1.

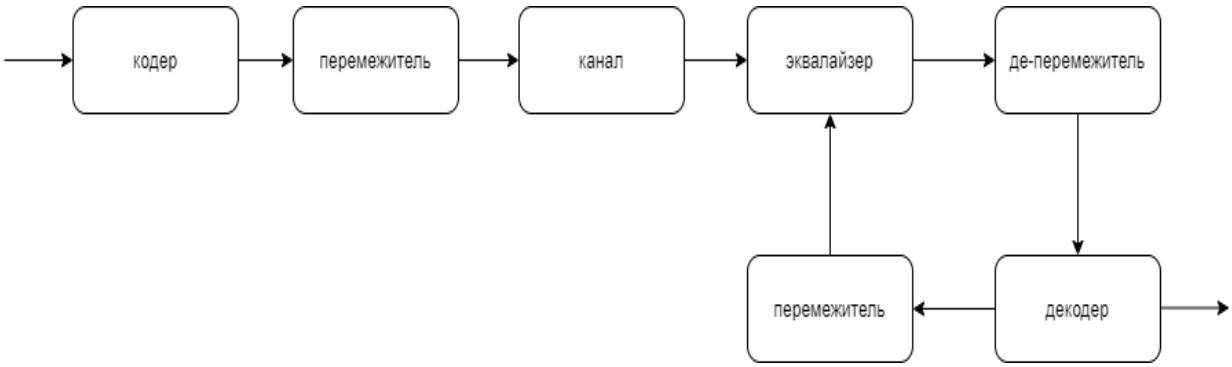


Рисунок 1. Схема простейшего турбо-эквалайзера с единственным настоящим кодером, роль второго кодера исполняет канал. Кодеры таким образом соединены последовательно.

Ключевой особенностью схемы на рисунке 1 является то, что между кодером и каналом присутствует перемежитель. Схема совместного декодирования и эквализации на стороне приёмника построена по аналогичной схеме, что и схема турбо-декодера для кодера с двумя последовательно соединёнными составными кодерами. Отличие заключается в том, что роль внутреннего кодера выполняет канал, а внутреннего декодера – эквалайзер. Последовательность четырёх вычислительных операций (эквалайзер, де-перемежитель, декодер, перемежитель), изображённая в виде цикла на рисунке 1 представляет собой одну итерацию турбо-эквалайзера.

Согласно принципам турбо-декодирования составные декодеры (в данном случае декодер и эквалайзер) должны иметь мягкий вход и выход (SISO – soft input soft output). Эквалайзер принимает на вход и выдаёт на выход мягкие решения в виде отношений правдоподобия LLR (log likelihood ratio). На рисунке можно видеть, что эквалайзер имеет два входа: 1) вход принятых символов из канала; 2) мягкие решения по битам. В качестве SISO-эквалайзера для турбо-эквалайзера предлагается использовать эквалайзер MAP (maximum a posteriori) в [1], либо эквалайзер MMSE в [3]. Минусом эквалайзеров MAP является высокая вычислительная сложность, которая растёт экспоненциально с ростом глубины памяти канала L: $O(2^L)$. В [4] и [5] показано, что турбо-эквалайзер с MMSE-эквалайзером в качестве SISO-эквалайзера показывает результат с небольшим (около 1дБ) отставанием относительно турбо-эквалайзера с MAP-эквалайзером. При этом вычислительная сложность эквалайзера составляет $O(L^3)$. При моделировании в этой работе использован именно MMSE эквалайзер из [3] и [5].

Аналогично, декодер в турбо-эквалайзере также является SISO-декодером. В качестве такого как правило используется декодер MAP. Примером декодера может служить BCJR-алгоритм, названный по заглавным буквам фамилий авторов [6]. Поскольку выбирается код с небольшой длиной кодового ограничения, экспоненциальный рост вычислительной трудоёмкости не является ограничением для его практической реализации. Декодер имеет один вход: мягкие решения по кодированным битам и два выхода: 1) выход мягких решений по кодированным битам; 2) выход мягких решений по декодированным битам, по которому в дальнейшем принимается жёсткое решение. Подсчёт вероятности ошибки на бит в результатах моделирования ниже происходит по последнему из перечисленных выходу. При моделировании для сравнения также использовалась упрощенная версия алгоритма декодера Max*, приведённая в [7].

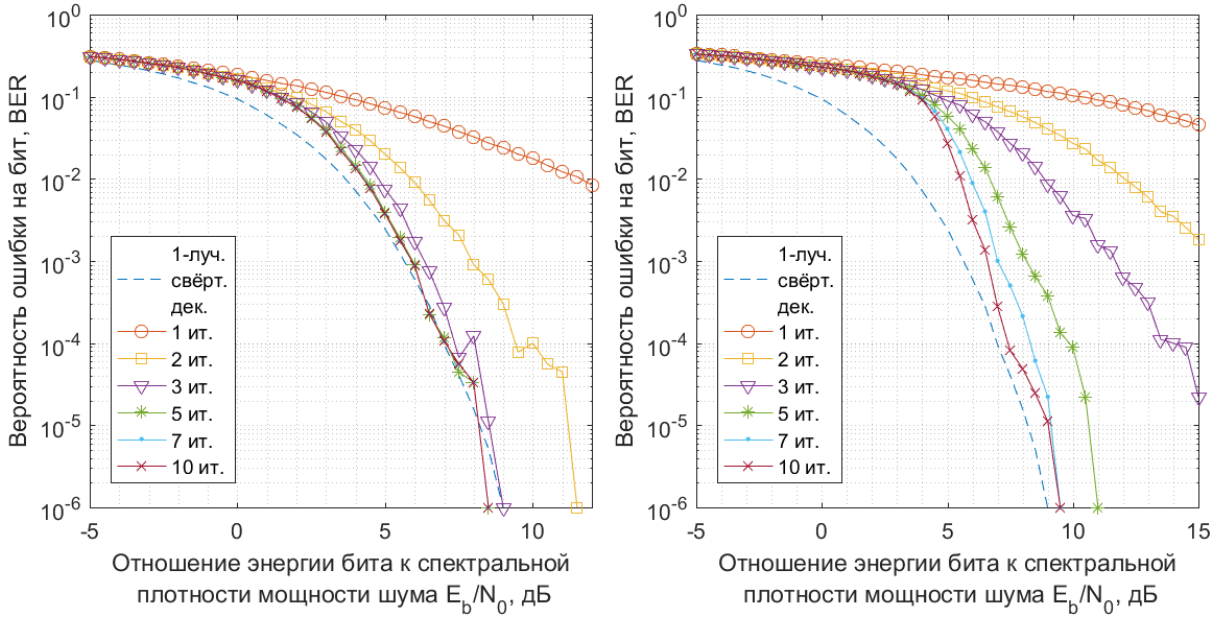


Рисунок 2. Вероятность ошибки на бит для турбо-эквалайзера с одним кодером с кодовой скоростью 1/2 в канале [0.407 0.815 0.407] (слева) и в канале [0.227 0.46 0.688 0.46 0.227] (справа) для разного количества итераций

На рисунке 2 приведены результаты моделирования работы турбо-эквалайзера в конфигурации, изображенной на рисунке 1, с рекурсивным систематическим свёрточным кодером с кодовой скоростью 1/2. Также на рисунке 2 приведена зависимость вероятности ошибки на бит при отсутствии многолучёвости для того же самого кода, который использован в турбо-эквалайзере. Длина блока в моделировании составляла 16384. Характеристики каналов являются так называемыми худшими характеристиками [8] для канала с длиной характеристики 3 и 5 символов.

Введение в прекодер

В [9], [10] было показано, что использование последовательно соединённых двух составных кодеров увеличивает энергетическую эффективность. Предложенная авторами схема изображена на рисунке 3. Такая схема соответствует системе кодирования и декодирования с тремя последовательно соединёнными составными кодерами, где роль внутреннего кодера и декодера играют канал и эквалайзер соответственно. Дополнительный кодер, появившийся в схеме рисунка 3, носит название прекодера. По аналогии с турбо-эквалайзером, изображенном на рисунке 1, между ступенями кодера имеются два различных перемежителя.

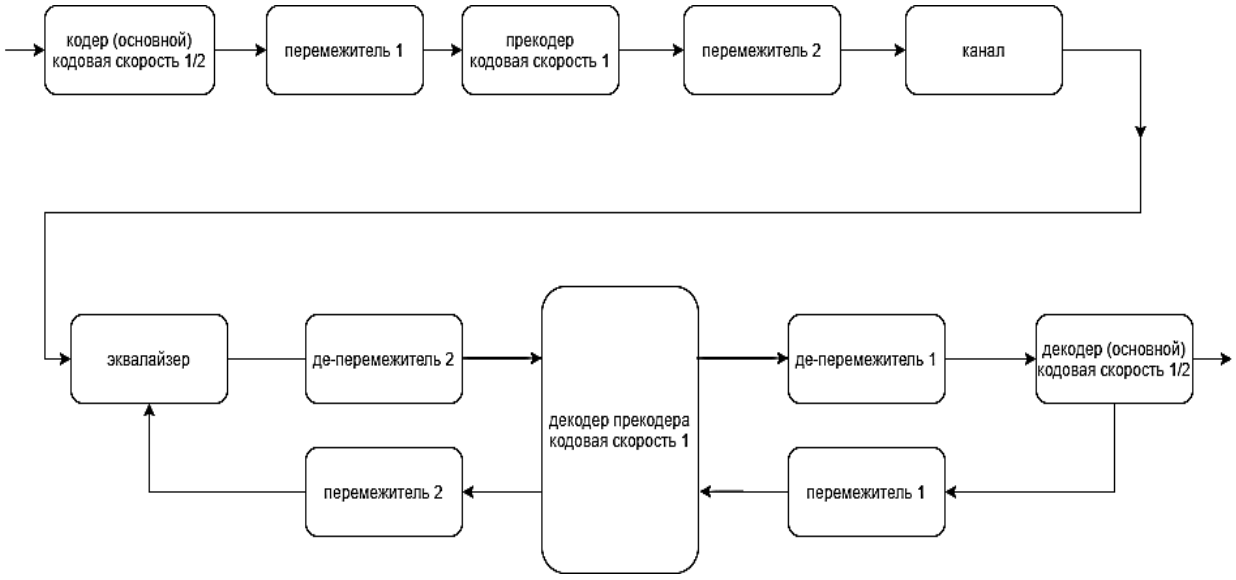


Рисунок 3. Принципиальная схема турбо-эквалайзера с двумя последовательно соединёнными, кодерами: кодером скорости 1/2 и прекодером скорости 1.

Декодер прекодера также является SISO-декодером и имеет два входа и два выхода, предназначенных для мягких решений по кодированным битам и по декодированным битам соответственно. Аналогично турбо-эквалайзеру, изображённому на рисунке 1, циклы на схеме обозначают итеративное выполнение. Согласно [9], [10], оптимальный порядок прохождения блоков представляет собой последовательность 3-2-1-2-1-2, где 1 – эквалайзер; 2 – декодер прекодера; 3 – декодер (основной). Такая последовательность в дальнейшем называется одной итерацией. В каждой последующей итерации происходит повторение этой последовательности.

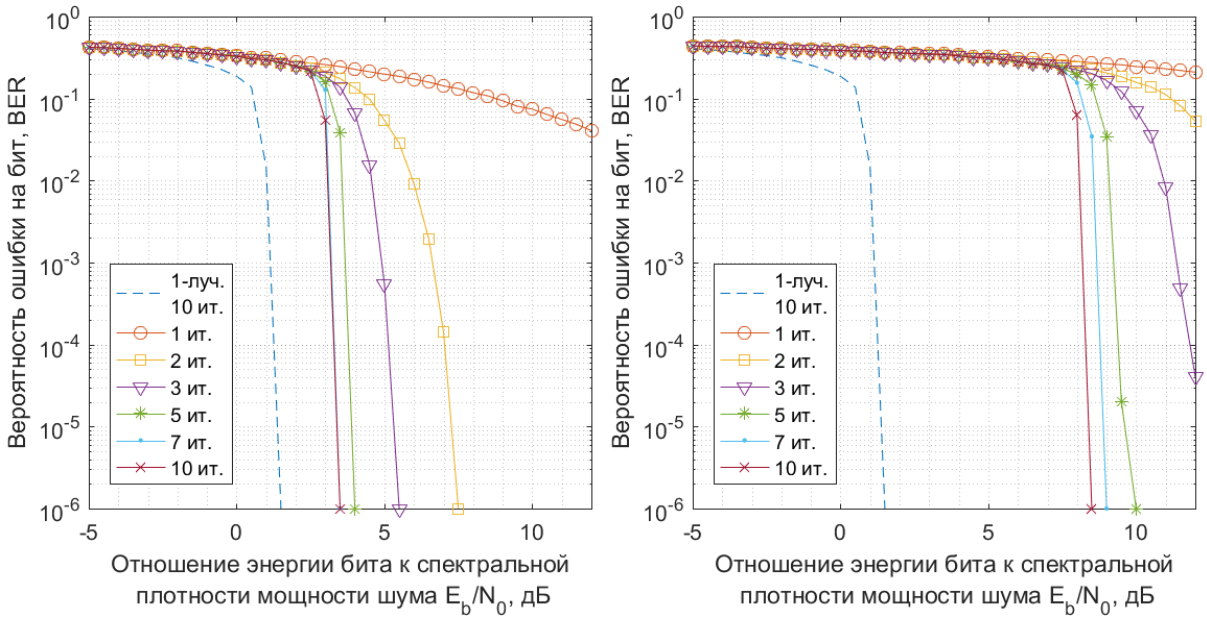


Рисунок 4. Вероятность ошибки на бит для турбо-эквалайзера с двумя последовательно соединёнными кодерами: кодером со скоростью 1/2 и прекодером с кодовой скоростью 1 в канале [0.407 0.815 0.407] (слева) и в канале [0.227 0.46 0.688 0.46 0.227] (справа) для разного количества итераций.

На рисунке 4 приведены результаты моделирования работы турбо-эквалайзера в конфигурации рисунка 3 с рекурсивным систематическим свёрточным кодером с кодовой скоростью 1/2 в качестве основного кодера и рекурсивным свёрточным прекодером кодовой скоростью 1. Также на рисунке 4 приведена зависимость вероятности ошибки на бит при отсутствии многолучёвости для того же турбо-эквалайзера, десятая итерация. Данные результаты аналогичны полученным в [9], [10] в части канала с характеристикой [0.407 0.815 0.407] в левой части рисунка. Длина блока при моделировании составляла 16384, количество блоков – 10.

Выбор нового прекодера

Из рисунка 4 видно, что использование предложенного в [9], [10] прекодера позволяет существенно увеличить энергетическую эффективность для трёхлучевого канала, однако в пятилучевом канале [0.227 0.46 0.688 0.46 0.227], который не рассматривался в [9], [10], улучшения энергетической эффективности не происходит.

В данной работе предлагается использовать другой прекодер – рекурсивный свёрточный прекодер с кодовой скоростью 2/3.

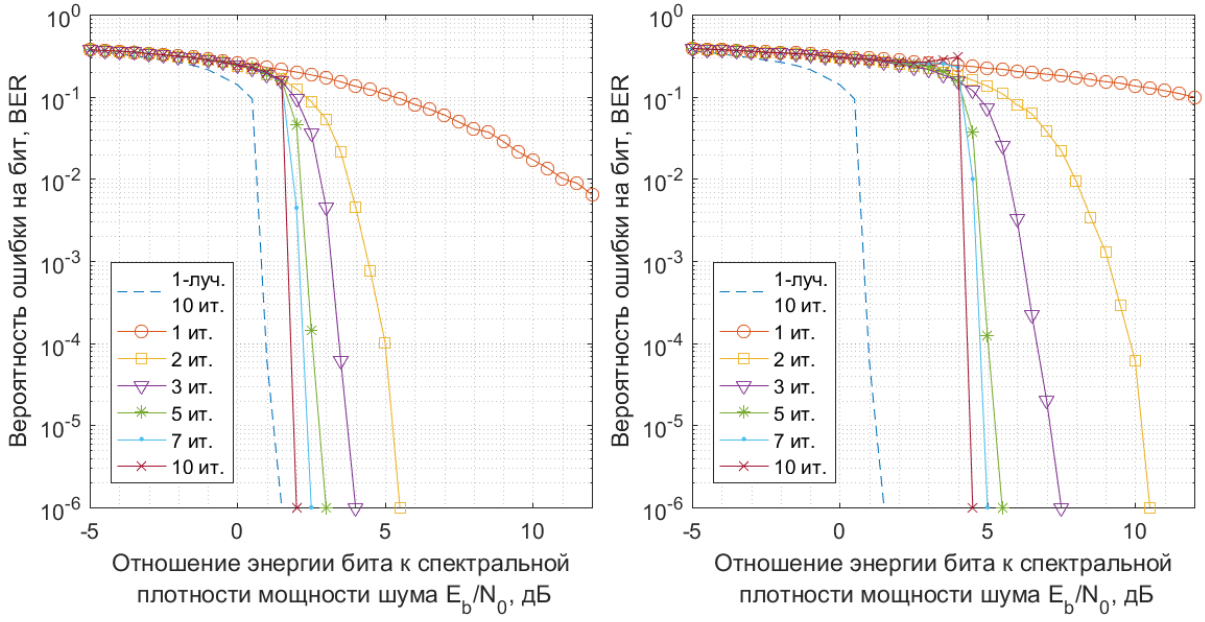


Рисунок 5. Вероятность ошибки на бит для турбо-эквалайзера с двумя последовательно соединёнными кодерами: кодером со скоростью 1/2 и прекодером с кодовой скоростью 2/3 в канале [0.407 0.815 0.407] (слева) и в канале [0.227 0.46 0.688 0.46 0.227] (справа) для разного количества итераций

На рисунке 5 приведены результаты моделирования работы турбо-эквалайзера в конфигурации рисунка 3 с рекурсивным систематическим свёрточным кодером с кодовой скоростью 1/2 в качестве основного кодера и рекурсивным свёрточным прекодером с кодовой скоростью 2/3. Также на рисунке 5 приведена зависимость вероятности ошибки на бит при отсутствии многолучёвости для того же турбо-эквалайзера, десятая итерация. Длина блока в моделировании составляла 16384, количество блоков – 10.

Из рисунка 5 видно, что использование указанного прекодера позволяет существенно увеличить энергетическую эффективность турбо-эквалайзера в пятилучевом канале с характеристикой [0.227 0.46 0.688 0.46 0.227], а также достичь улучшения в канале с характеристикой [0.407 0.815 0.407] относительно предложенного в [9], [10] варианта турбо-эквалайзера.

Заключение

Рассмотрены итеративные методы совместного декодирования и эквализации. Турбо-эквалайзер с двумя последовательно соединёнными составными кодерами (основным кодером и прекодером, предложенный в [9], [10]) позволяет увеличить энергетичекую эффективность для трехлучевого канала, но не позволяет достичь ее улучшения в пятилучевом канале. Турбо-эквалайзер с модифицированным прекодером, предложенный в данной работе, позволяет достичь улучшения энергетической эффективности в размере 1.5 дБ в трехлучевом канале с характеристикой [0.407 0.815 0.407] и 4 дБ в пятилучевом канале с характеристикой [0.227 0.46 0.688 0.46 0.227].

Литература

1. Douillard C. et al. Iterative correction of intersymbol interference: Turbo-equalization //European transactions on telecommunications. – 1995. – Т. 6. – №. 5. – С. 507-511.
2. Glavieux A., Laot C., Labat J. Turbo equalization over a frequency selective channel //Proc. Int. Symp. Turbo Codes. – 1997. – Т. 962102.
3. Tuchler M., Singer A. C., Koetter R. Minimum mean squared error equalization using a priori information //IEEE Transactions on Signal processing. – 2002. – Т. 50. – №. 3. – С. 673-683.
4. Codes and Turbo Codes under the direction of Claude Berrou. Springer, 2010

5. Tuchler M., Singer A. C. Turbo equalization: An overview //IEEE Transactions on Information Theory. – 2011. – Т. 57. – №. 2. – С. 920-952.

6. Bahl L. et al. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate (corresp.) //IEEE Transactions on information theory. – 1974. – Т. 20. – №. 2. – С. 284-287.

7. Viterbi A. J. An intuitive justification and a simplified implementation of the MAP decoder for convolutional codes //IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 1998. – Т. 16. – №. 2. – С. 260-264.

8. Proakis, J. G., Salehi, M. Digital communications. New York: McGraw-Hill, 2001

9. Wang J. et al. Combined serially concatenated codes and MMSE equalization: An EXIT chart aided perspective //IEEE Vehicular Technology Conference. – IEEE, 2006. – С. 1-5.

10. Wang, Jin. Iterative source decoding, channel decoding and channel equalisation. Diss. University of Southampton, 2007.

TURBO EQUALIZER WITH A PRECODER IN A MULTIPATH CHANNEL

Eng. Valiullin D.R.[1], Ass.Prof. Zakharov P.N.[2]

[1] Microwave Electronics,
[2] M.V.Lomonosov Moscow State University

Shannon limit defines the minimal value of bit energy to noise power spectral density ratio which allows errorless reception. Turbo codes emergence in early 1990s allowed to reach this limit within fractions of dB in Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel. In this paper we propose a way of approaching this limit in a multipath channel with the help of turbo equalization, which is an iterative joint equalization and decoding technique. Two-stage and three-stage serially concatenated systems are analyzed, where the channel and the equalizer play the role of the inner encoder and the decoder respectively. The performance of turbo equalizer is estimated using simulation. It is shown that the 1.5 dB improvement in 3-path channel and 4 dB improvement in 5-path channel can be obtained using the proposed equalizer compared to the existing implementation.

ПРИМЕНЕНИЕ ИЗБЫТОЧНЫХ МОДУЛЯРНЫХ КОДОВ СИСТЕМЫ ОСТАТОЧНЫХ КЛАССОВ ДЛЯ ПОИСКА И КОРРЕКЦИИ ОШИБОК

асп., Гапочкин А.В.

Московский политехнический университет

Одним из основных параметров при проектировании сложных вычислительных устройств была и остается надежность их функционирования. С одной стороны, постоянный рост требований к скоростным характеристикам вычислительных устройств приводит к необходимости организации параллельных вычислений, а с другой стороны, при этом увеличивается частота возникновения отказов, и возрастает время простоя, вызванное трудностью отыскания и ликвидации неисправности. Проблема высокой надежности не только передачи информации, но и ее обработки особенно актуальна в современных системах, работающих в реальном времени, где ошибки работы оборудования должны быть обнаружены и исправлены немедленно. В данной статье будет рассмотрена теория, основные понятия и свойства корректирующих кодов в модулярной арифметике в объеме, достаточном для анализа вопросов аппаратной реализации отказоустойчивых вычислительных систем цифровой обработки сигналов. В работе показано, что для обеспечения обработки цифровых сигналов в реальном масштабе времени необходимо использовать алгебраические структуры, обладающие свойством кольца и поля, в частности систему остаточных классов (СОК). Для выполнения процедур коррекции ошибок в статье предлагается использовать операцию расширения системы оснований.

Современные специализированные вычислительные системы имеют достаточно сложную структуру. Все это приводит к снижению надежности работы таких устройств. Поэтому обеспечение устойчивости к отказам, возникающим в процессе работы специализированных процессоров, является актуальной задачей. При этом необходимо выбрать такой вариант решения проблемы, который бы позволил реализовать процедуру коррекции ошибок при меньших схемных и временных затратах.

Цель исследования Сохранение работоспособного состояния параллельных вычислительных устройств во многом определяется быстро- той и точностью определения местоположения и глубины ошибки. При этом предпочтение отдается информационной, а не технологической надежности системы, которая может быть достигнута путем специального кодирования, обеспечивающего обнаружение ошибок, возникающих в результате сбоев и отказов, и их исправление. Поэтому целью работы является разработка метода коррекции ошибок, который на основе СОК, позволил бы повысить отказоустойчивость спецпроцессоров при меньших схемных затратах.

Классическая схема исправления ошибок подразумевает три этапа: обнаружение ошибки, локализация ошибки и исправление ошибки. Этап обнаружения ошибки идентичен для каждого из методов исправления ошибок: для обнаружения ошибки необходимо восстановить позиционную характеристику числа [1] и сравнить ее с позиционной характеристикой рабочего диапазона. Если позиционная характеристика числа окажется меньше позиционной характеристики рабочего диапазона, то число корректно, иначе делается вывод о наличии ошибки, после чего выполняется процедура локализации и исправления ошибок.

Существует несколько подходов к локализации и исправлению ошибок. Большинство алгоритмов исправления ошибок имеют выраженный немодульный характер и, следовательно, высокую вычислительную сложность и следовательно ведут к значительным аппаратным затратам. Один из путей повышения эффективности коррекционных алгоритмов заключается в сведении к минимуму наиболее часто используемых сложных операций [5].

Одним из наиболее эффективных методов исправления ошибок, является метод, основанный на расширении диапазона представления чисел. Расширение диапазона подразумевает добавление к системе оснований данной СОК новых оснований и вычисление остатка по каждому из них. Самый прямой способ расширить систему оснований – перевести число в позиционную систему счисления и найти остаток от деления на дополнительное основание. Однако такой метод требует больших аппаратных затрат, в статье рассматривается усовершенствованный алгоритм, позволяющий снизить аппаратные затраты.

Данное условие выполняется в предположении, что дополнительно введенное основание больше любого из оснований системы. Это определяет правило выбора контрольного основания *p*n+1 – оно должно быть большим любого основания системы.

Как показано в работах [1,2], ошибка, возникающая в процессе отказа или сбоя оборудования, преобразует правильную комбинацию $A = (\alpha_1, \alpha_2, ..., \alpha_{k+2})$ в комбинацию

$A^* = (\alpha_1, ..., \alpha_i^*, ...\alpha_{k+2})$,

где $\alpha_i^* = \alpha_i + \Delta\alpha_i$ - искаженный остаток, $\Delta\alpha_i$ - глубина ошибки.

Тогда условием, с помощью которого можно определить содержит ли кодовая непозиционная комбинация ошибку, является

$$A = (\alpha_1, ..., \alpha_i^*, ...\alpha_{k+r}) \in P_{раб} = \prod_{i=1}^{k} p_i$$

В результате этого производится перемещение искаженного числа, представленного в модулярном коде, из рабочего диапазона $P_{раб}$ в диапазон полный $P_{полн} = \prod_{i=1}^{k+r} p_i$. Таким образом, определив положение ошибочной комбинации $A^* = (\alpha_1, ..., \alpha_i^*, ...\alpha_{k+2})$ относительно рабочего диапазона, можно выяснить – содержит ли ошибку кодовая комбинация.

Перейдем к рассмотрению процедуры исправления ошибок, основанной на расширении диапазона представления чисел. Как и ранее, рассмотрим систему остаточных классов с двумя контрольными основаниями. В этом случае берется исходная непозиционная комбинация числа $A = (\alpha_1, ..., \alpha_k, \alpha_{k+1}, \alpha_{k+2})$, а затем на основе *k* информационных остатков $\alpha_1, \alpha_2, ..., \alpha_k$, производят

вычисления остатков по контрольным основаниям $\alpha'_{k+1}\ \alpha'_{k+2}$. Если данные числа совпадают с остатками $\alpha_1, \alpha_2, ..., \alpha_k$ числа *A* по контрольным основаниям в исходном представлении, то ошибки в нём нет. Если же остатки различаются, то обнаружена ошибка [4].

Для ее исправления предлагается вычислить синдром ошибки по этим двум контрольным основаниям согласно

$$\begin{cases} \delta_{k+1} = \left|\alpha'_{k+1} - \alpha_{k+1}\right|^{+}_{p_{k+1}} \\ \delta_{k+2} = \left|\alpha'_{k+2} - \alpha_{k+2}\right|^{+}_{p_{k+2}} \end{cases} \qquad (1)$$

Очевидно, что если синдром ошибки равен нулю, то это свидетельствует о том, что исходный код СОК не содержит ошибку. Если вычисленные значения остатков по контрольным основаниям $\alpha'_{k+1}\ \alpha'_{k+2}$ не совпадет с исходными величинами остатков избыточных оснований α_{k+1} и α_{k+2}, то это свидетельствует о том, что модулярная комбинация СОК является запрещенной. При этом по величине синдрома ошибки можно однозначно определить ошибочное основание, а также величину ошибки. На основании полученного синдрома из коррекционной таблицы выбирается константа ошибки. Эта константа вычисляется таким образом, чтобы при ее сложении с контролируемым числом, имевшая место ошибка устранялась. На основании полученных синдромов из специальной коррекционной таблицы выбирается константа ошибки. Эта константа показывает, по какому основанию произошла ошибка и вычисляется таким образом, что бы при ее сложении с контролируемым числом, имевшая место ошибка устранялась.

В данной работе на основе проведенных исследований была разработана математическая модель, позволяющая на основе модульных операций произвести вычисление остатков по контрольным основаниям.

Пусть задана упорядоченная система остаточных классов, которая содержит k рабочих оснований p_1, p_2,…, p_k и два контрольных модуля p_{k+1}, p_{k+2}. В этом случае код СОК числа $A = (\alpha_1, \alpha_2, ..., \alpha_{k+2})$ не содержит ошибок, если выполняется условие $\left|\alpha_j - \alpha'_j\right|^{+}_{p_j} = 0$,

где $\alpha'_j = \left|C_j \left| p_j - \sum_{i=1}^{k} \alpha_i K_i + R_a \right|^{+}_{p_j} \right|^{+}_{p_j}$; $C_j = \left|K_j^{-1}\right|^{+}_{p_j}$; R_a – ранг числа A в безизбыточной СОК;

$K_i = \left\lfloor B_i / P_{раб} \right\rfloor$; j=k+1,k+2.

При разработке данного алгоритма использовалась позиционная характеристика – интервальный номер числа, представленного в коде СОК. Известно, что интервальный номер l, в котором находится код СОК числа *A* вычисляется:

$$l_{инт} = \left\lfloor A / P_{раб} \right\rfloor \qquad (2)$$

Используя китайскую теорему об остатках, можно провести преобразование из модулярного кода в позиционный код числа согласно

$$A = \sum_{i=1}^{k+3} \alpha_i B_i \bmod P_{полн}.$$

Подставив последнее равенство в выражение (2) и, воспользовавшись свойством сравнимости ортогональных базисов полной и безизбыточной системы остаточных классов, получаем

$$l_{инт} = \left| \sum_{i=1}^{k+2} \alpha_i K_i + R_a \left| P_{раб} \right|^{+}_{P_{конт}} \right|^{+}_{P_{конт}},$$

Произведем замену величины

$$P_{конт} = \prod_{i=k+1}^{k+2} p_i = p_j$$

Тогда равенство примет вид

$$l_{инт} = \left| \sum_{i=1}^{k} \alpha_i K_i + r_a + R_j \alpha_j^{'} \right|_{P_j}^{+}$$

Известно, что код СОК числа удовлетворяет условию $A < P_{раб}$, то интервальный номер будет равен нулю l=0. Следовательно, справедливо

$$\left| K_j \alpha_j^{'} \right|_{P_j}^{+} = \left| \sum_{i=1}^{k} \alpha_i K_i + R_a \left| P_{раб} \right|_{P_j}^{+} \right|_{P_j}^{+}$$

Тогда

$$\alpha_j^{'} = \left| C_j \left| p_j - \sum_{i=1}^{k} \alpha_i K_i + R_a \left| P_{раб} \right|_{P_j}^{+} \right|_{P_j}^{+} \right|_{P_j}^{+},$$

Таким образом, произведено вычисление остатков α_i по контрольным основаниям на основе известных значений. Следовательно, если выполняется условие

$$\left| \alpha_j - \alpha_j^{'} \right|_{P_j}^{+} = 0$$

то комбинация $A = (\alpha_1, ..., \alpha_k, \alpha_{k+1}, \alpha_{k+2})$ не содержит ошибки.

В работе [3] показано, что разработанный алгоритм расширения системы оснований, с двумя контрольными основаниями, позволяет осуществлять исправление всех однократных ошибок и обнаружение всех двукратных ошибок.

Рассмотрим пример использования данного алгоритма расширения оснований. Пусть имеется упорядоченная система остаточных классов, имеющая рабочие основания $p_1=2$, $p_2=3$, $p_3=5$. В этом случае, рабочий диапазон будет равен $P_{раб} = 30$. Контрольными основаниями в данной системе остаточных классов выберем модули $p_4=7$ и $p_5=11$. Эти избыточные основания удовлетворяют условию. В результате этого полный диапазон такой системы равен $P_{полн}= 2310$.

Основания выбрали произвольно из условия, что их наибольший общий делитель равен 1. Основания взяли маленькими, чтобы показать все возможные однократные ошибки и соответствующие им синдромы ошибки.

В качестве примера возьмем код числа A=(0,2,2,2,2) = 2. Проведем вычисление значений остатков по контрольным основаниям для данного числа, применяя разработанный алгоритм.

Вычислим значение ранг в безизбыточной системы, определяемые основаниями $p_1=2$, $p_2=3$, $p_3=5$.

$$R^{*} = \left[\sum_{j=1}^{k} \alpha_j B_j^{*} \Big/ P_{раб} \right] = \left[\frac{0 \cdot 15 + 2 \cdot 10 + 2 \cdot 6}{30} \right] = 1$$

В этом случае получаем, что вычисленное значение первого остатка по контрольному основанию $p_4 = 7$ для данной комбинации равно

$$\alpha_4^{'} = \left| C_4 \left| p_4 - \left| \sum_{i=1}^{3} \alpha_i K_i + R_a \right|_{p_4}^{+} \right|_{p_4}^{+} \right|_{p_4}^{+ +} = \left| 2 \left| 7 - \left| 3 \cdot 0 + 2 \cdot 2 + 4 \cdot 2 + 1 \right|_7^{+} \right|_7^{+} \right|_7^{+} =$$

$$= \left| 2 \left| 7 - 6 \right|_7^{+} \right|_7^{+} = 2$$

Произведем вычисление значения второго контрольного вычета по модулю $p_5 = 11$. Тогда

$$\alpha_5^{'} = \left| C_5 \left| p_5 - \left| \sum_{i=1}^{3} \alpha_i K_i + R_a \right|_{p_5}^{+} \right|_{p_5}^{+} \right|_{p_5}^{+ +} = \left| 8 \left| 11 - \left| 5 \cdot 0 + 7 \cdot 2 + 2 \cdot 2 + 1 \right|_{11}^{+} \right|_{11}^{+} \right|_{11}^{+} =$$

$$= \left| 8 \left| 11 - 8 \right|_{11}^{+} \right|_{11}^{+} = 2$$

Воспользуемся выражением для определения синдрома ошибки. В этом случае получаем

$$\begin{cases}\delta_4 = \left|\alpha_4^{'} - \alpha_4\right|_{p_4}^{+} = \left|2-2\right|_{p_5}^{+} = 0 \\ \delta_5 = \left|\alpha_5^{'} - \alpha_5\right|_{p_5}^{+} = \left|2-2\right|_{p_5}^{+} = 0\end{cases}$$

Так как в результате вычисления синдрома ошибки был получен нулевой результат, то для данного случая является истинным утверждение - проверяемая комбинация СОК А=(0,2,2,2,2) не содержит ошибки.

Рассмотрим реализацию разработанного алгоритма в условиях, когда комбинация непозиционного кода содержит однократную ошибку. Пусть ошибка произошла по первому основанию и ее глубина равна $\Delta\alpha_1 = 1$. Тогда ошибочная комбинация будет иметь следующий вид

A* =(1,2,2,2,2) = 2.

Произведем вычисление величины синдрома ошибки для данного числа, применяя разработанный алгоритм расширения системы оснований СОК.

Вычислим значение ранг в безизбыточной системы, определяемые основаниями p_1=2, p_2=3, p_3=5.

$$R^{*} = \left[\sum_{j=1}^{k}\alpha_j B_j^{*} \Big/ P_{раб}\right] = \left[\frac{1\cdot 15 + 2\cdot 10 + 2\cdot 6}{30}\right] = 1$$

В этом случае получаем, что вычисленное значение первого остатка по контрольному основанию p_4 = 7 для данной комбинации равно

$$\alpha_4^{'} = \left|C_4\left|p_4 - \left|\sum_{i=1}^{3}\alpha_i K_i + R_a\right|_{p_4}^{+}\right|_{p_4}^{+}\right|_{p_4}^{+} = \left|2\left|7 - \left|3\cdot 1 + 2\cdot 2 + 4\cdot 2 + 1\right|_7^{+}\right|_7^{+}\right|_7^{+} =$$

$$= \left|2\left|7-2\right|_7^{+}\right|_7^{+} = 3$$

В этом случае получаем, что вычисленное значение остатка по второму контрольному основанию p_5 = 11 для данной комбинации равно

$$\alpha_5^{'} = \left|C_5\left|p_5 - \left|\sum_{i=1}^{3}\alpha_i K_i + R_a\right|_{p_5}^{+}\right|_{p_5}^{+}\right|_{p_5}^{+} = \left|8\left|11 - \left|5\cdot 1 + 7\cdot 2 + 2\cdot 2 + 1\right|_{11}^{+}\right|_{11}^{+}\right|_{11}^{+} =$$

$$= \left|8\left|11-2\right|_{11}^{+}\right|_{11}^{+} = 6$$

Воспользуемся выражением для определения синдрома ошибки (3.30). В этом случае получаем

$$\begin{cases}\delta_4 = \left|\alpha_4^{'} - \alpha_4\right|_{p_4}^{+} = \left|3-2\right|_{p_5}^{+} = 1 \\ \delta_5 = \left|\alpha_5^{'} - \alpha_5\right|_{p_5}^{+} = \left|6-2\right|_{p_5}^{+} = 4\end{cases}$$

В результате получили ситуацию, когда величина синдрома ошибки не равна нулю. Согласно проведенным исследованиям, очевидно, что рассмотренная комбинация СОК А*=(1,2,2,2,2) содержит ошибку.

Произведем проверку истинности полученных результатов с использованием разработанного алгоритма расширения системы оснований СОК. Как показано в работах [3,4], посвященных вопросам построения корректирующих кодов системы остаточных классов, возникновение ошибки приводит к ситуации

$$A^{*} = A + \Delta\alpha_i B_i^{*} \bmod P_{раб},$$

Из равенства наглядно видно, что для получения разрешенной комбинации СОК необходимо из ошибочного кода вычесть значения $B_i mod_p$, где i = 1, 2, …, k; j = k+1, k+2.

В рассмотренном примере, значение безизбытоного ортогонального базиса, определяемого рабочими основаниями СОК p_1=2, p_2=3, p_3=5, будет равно B_1=15.

Тогда для проведения коррекции необходимо определить следующие константы

$$B_1^* \bmod p_4 = |15|_7^+ = 1;$$
$$B_1^* \bmod p_4 = |15|_{11}^+ = 4.$$

Таким образом, очевидно, что проверочные значения совпадают с полученным синдромом ошибки. Это подтверждает условие, по которому следует, что ошибка коде системы остаточных классов произошла по первому основанию, а ее глубина равна единице.

Усовершенствован алгоритм обнаружения ошибок в избыточных остаточных кодах, в котором показана эффективность процедуры обнаружения ошибки. Предложена методика использования позиционных характеристик для обнаружения и локализации ошибочных разрядов в цифровых сигналах.

Литература

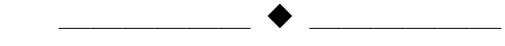
1. Червяков Н.И., Шапошников А.В., Ряднов С.А. Модулярные параллельные вычислительные структуры нейропроцессорных систем. – М.: Физматлит, 2002. – 288 с.
2. Попов Д.И, Гапочкин А.В. Повышение точности вейвлет-анализа звуковых сигналов // В сборнике: Информационно-телекоммуникационные системы и технологии. Всероссийская научно-практическая конференция. 2015. С. 224.
3. Акушский И.Я., Юдицкий Д.И. Машинная арифметика в остаточных классах. – М.: Советское радио, 1968. – 440 с.
4. Molahosseini A.S., Sorouri S., Zarandi A.A.E. Research challenges in next-generation residue number system architectures // Proc. 7th IEEE Conf. On Computer Science & Education, Melbourne, 2012. P. 1658-1661.
5. A.Omondi and B. Premkumar, Residue Number Systems: Theory and Implementation, London: Imperial College Press, 2007, 296 p.

USING REDUNDANT MODULAR CODES OF THE RESIDUAL CLASS SYSTEM FOR ERROR DETECTION AND CORRECTION

graduate Gapochkin A.V.

Moscow Polytechnic University

One of the main parameters in the design of complex computing devices was and remains the reliability of their operation. On the one hand, the constant increase in requirements for the speed characteristics of computing devices leads to the need for parallel computing, and on the other hand, the frequency of failures increases, and the downtime caused by the difficulty of finding and eliminating the fault increases. The problem of high reliability not only of information transmission, but also of its processing is particularly relevant in modern systems that work in real time, where errors in the operation of equipment must be detected and corrected immediately. This article will consider the theory, basic concepts and properties of correcting codes in modular arithmetic in a volume sufficient to analyze issues of hardware implementation of fault-tolerant computing systems for digital signal processing. The paper shows that to provide real-time processing of digital signals, it is necessary to use algebraic structures that have the property of a ring and a field, in particular, the system of residual classes (RNS). To perform error correction procedures, the article suggests using the base system extension operation.



ВЕРОСТНОСТНО-СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ЭФФЕКТОВ КВАНТОВАНИЯ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ

проф. Брюханов Ю.А., доц. Гвоздарев А.С.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

В работе рассмотрена задача построения вероятностно-статистического описания процессов нелинейного ограничения-квантования при воздействии на входе информационного гауссовского процесса, принимаемого на фоне центрированного нормального белого шума.

I . Введение

На данный момент одним из ключевых элементов технологии программно-определяемого радио (SDR) является методология перемещения цифровой части приёмного тракта (например, АЦП) как можно ближе к выходу антенны, с последующей заменой аналоговых элементов и узлов блоками цифровой обработки сигналов, при этом, очевидно, что повышение качества обработки на практике во многом связывают с повышением разрядности используемых устройств кванования. Однако, использование SDR в рамках новых стандартов радиосвязи, например, в 5G (неотъемлемым элементом которого является технология Massive MIMO, предполагающая огромное количество независимых каналов приёма, и, как следствие, АЦП), наталкивается на колоссальные сложности, связанные с практически экспоненциальным ростом энергопотребления и стоимости. В ряде научных работ было показано, что в подобного рода системах возможно снижение разрядности АЦП (вплоть до двух разрядов) с увеличением их числа для сохранения требуемой скорости передачи, или совмещения, высокоразрядных и нискоразрядных АЦП. И в том и в другом случаях снижение разрядности существенно меняет статистику выходного процесса (в силу большего вклада принципиальной нелинейности квантователя), которая уже не может быть успешно описана классически используемой (при высокой разрядности) линейной статистической моделью. Также стоит отметить, что использование в системах связи 5-ого поколения сигналов со сложной сигнально-кодовой конструкцией (ССК) (высокоразрядные КАМ, разновидности OFDM и др.) не позволяет использовать системы автоматической регулировки уровня на входе. При этом необходимость защиты от блокирования по входу АЦП приводит в потребности применения входных ограничителей (также нелинейных), дополнительно усложняющих вероятностное описание процесса квантования. Известно, что сигналы со сложной ССК в рамках вероятностно-статистического подхода возможно успешно описывать реализациями гауссовского процесса. Таким образом, в работе рассмотрена задача построения вероятностно-статистического описания процессов ограничения-квантования при воздействии на входе гауссовского процесса, представляющего собой сумму полезного сигнала и центрированного нормального белого шума.

II. Модель участка приёмного тракта

Рассмотрим задачу прохождения нормального центрированного процесса мощностью σ_Σ^2 (т.е. $\xi_i \square N\left(0,\sigma_\Sigma\right)$) через последовательно соединённые нелинейные звенья усилителя-ограничителя, преобразующего с коэффициентом передачи *k* входной сигнал из диапазона [-*c;c*] в выходной с диапазоне [-*U*$_П$*; U*$_П$] и *R*-разрядного квантователя, работающего в диапазонах [-*U*$_П$; *U*$_П$] (апертурой квантователя), как по входу, так и по выходу, с характеристикой квантования, соответствующей представлению чисел в прямом коде с усечением.

На основе полученного выражения для одномерной плотности вероятности выходного процесса квантователя η были получены выражения для моментных функций произвольного порядка:

$$\mathrm{E}\left\{\eta^l\right\} = 2\left(U_\Pi - q\right)^l\left[2-\Phi\left(\frac{c}{\sigma_\Sigma}\right)-\Phi\left(\frac{U_\Pi - q}{k\sigma_\Sigma}\right)\right]+q^l\sum_{m=-2^R+1}^{2^R-2}\varepsilon_m\theta_m^l\left[\Phi\left(\frac{(m+1)q}{k\sigma_\Sigma}\right)-\Phi\left(\frac{mq}{k\sigma_\Sigma}\right)\right]$$

где $\Phi(\square)$ - интегральная функция распределения стандартного нормального распределения, $q = U_\Pi 2^{-R}$ и введены следующие обозначения: $\theta_m = \mathrm{sgn}(m)\min\left(|m|,|m+1|\right)$, $\varepsilon_m = 1$, если $m \notin \{-1,0\}$ и $\varepsilon_m = 0$, если $m \in \{-1,0\}$. Учитывая симметрию использованной характеристики квантования распределение вероятности η оказалось симметричным относительно начала отсчёта и, как следствие, $\mathrm{E}\left\{\eta^{2n+1}\right\} \equiv 0,\ n \in \mathbf{Z}_+$. Полученные результаты в частном случае отсутствия входного ограничения, т.е. $\lim\limits_{\substack{c\to\infty \\ k=1}} \mathrm{E}\left\{\eta^l\right\}$ допускают аналитическое упрощение (при этом рассматривается квантователь с насыщением).

III. Численная апробация полученных резальтатов

Как пример численной апробации полученных результатов было проанализировано поведение мощности процесса на выходе квантователя, нормированной на величину мощности входного процесса σ_Σ^2,

показывающей величину энергетических искажений, вносимых рассматриваемыми нелинейными звеньями: $\Delta = \mathrm{Var}\{\eta\}/\sigma_\Sigma^2$.

На рисунке 1 изображена зависимость Δ от вещности входного процесса, где сплошными кривыми нанесены графики для случая $U_П$=0,5 В, длинным/коротким пунктиром для случаев $U_П$=1 В/ $U_П$=1,5 В соответственно. При этом синий цвет маркирует зависимости для R=2, красный – R=6, чёрный – R=10.

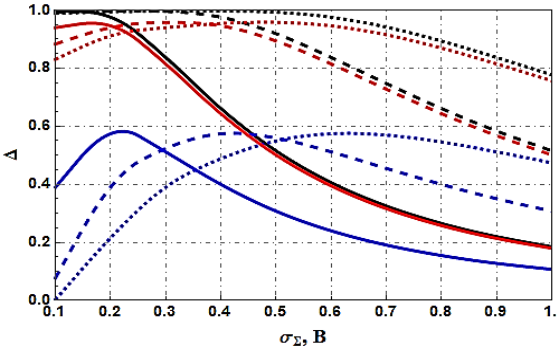


Рисунок 1 – Зависимость коэффициента Δ от СКО входного поцесса

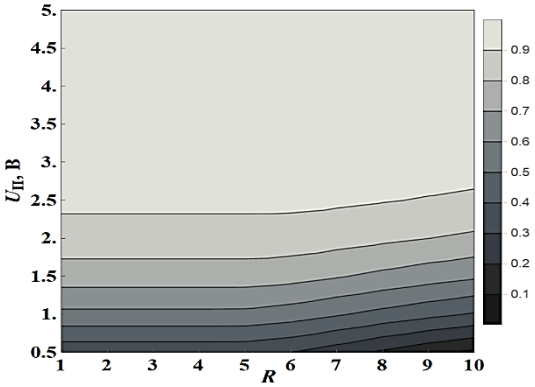


Рисунок 2 – Карта уровней max{Δ} от $U_П$ и R

В результате проведённого анализа для различных разрядности квантователя (меняющихся в диапазоне от 1 до 10) и различных апертур квантователя $U_П$ были определены значения σ_Σ, при которых подавление входного сигнала оказывалось незначительным (т.е. $\Delta \approx 1$). В случае, когда диапазон уровней входных сигналов квантователя (определяемый $U_П$) составляет $\pm 2.5\sigma_\Sigma$, а разрядность превышает 8, величина Δ оказывается близкой к 1. Увеличение разрядности приводит к нормализации процесса на выходе. Уменьшение R (см. синие кривые на рисунке 1) сказывается на существенном подавлении входного воздействия, при котором для заданного уровня входного воздействия никаким образом невозможно подобрать $U_П$, обеспечивающее $\Delta \approx 1$.

Основное влияние оказывает не столько $U_П$ или σ_Σ по отдельности, сколько их соотношение. Для анализа такой зависимости была построена (рисунок 2) двумерная карта уровней максимальных значений Δ (где максимизация производилась по всем уровням входного воздействия, т.е. $\max\limits_{\sigma_\Sigma}\{\Delta\}$), позволяющая на практике определить диапазоны апертур квантователя (при заданной разрядности), в рамках которых не происходит существенного подавления входного сигнала.

СВОЙСТВА ВЛОЖЕННЫХ ЦИКЛОВ В СИСТЕМЕ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ИЗБЫТОЧНЫХ КОДОВ

проф. д.т.н. Гладких А.А.

Ульяновский государственный технический университет

В последнее время наблюдается возросший интерес к системам перестановочного декодирования систематических избыточных кодов вызванный возможностями использования когнитивных методов обработки цифровых данных, позволяющих придать процедуре декодирования таких кодов существенное ускорение. Получаемый при этом выигрыш по времени востребован во многих прикладных областях, начиная с высокоскоростных оптических линий связи, когда требуется повысить эффективность работы системы опережающей коррекции ошибок в условиях применения сложных видов модуляции, и заканчивая системами дистанционного управления различными роботизированными или беспилотными объектами, включая системы с элементами анализа биометрических данных и реализации искусственного интеллекта. Временной выигрыш при реализации перестановочного декодирования обеспечивается за счет предварительного вычисления параметров эквивалентного (переставленного) кода, при этом

результат такого вычисления хранится в когнитивной карте декодера. Получив текущую перестановку, декодер на выполняет вычислений эквивалентного кода, а извлекает его параметры из когнитивной карты. Таким образом, осуществляется тривиальная замена времени необходимого для организации вычислительного процесса на объем памяти когнитивной карты, что для современных систем цифровой обработки сигналов является вполне реализуемой процедурой.

Практически ни одна система передачи данных с использованием средств избыточного кодирования не позволяет осуществить процедуру обучения декодера для достижения эффекта ускорения обработки принятых данных. Приемник, за редким исключением, не в состоянии предсказать поведение источника информации, который может направить по каналу с помехами приемнику любую из заданного множества комбинаций $I(t)$. Кроме того, априори в канале связи действует неизвестный вектор помехи $Er(t)$, что в совокупности с $I(t)$ увеличивает неопределенность для приемника. Единственным методом обработки данных на приеме, для которого можно указать детерминированную составляющую $P(t)$, является метод перестановочного декодирования (ПД), описанный в работах [1, 2]. Поэтому в самом общем случае процесс перестановочного декодирования для блоковых кодов можно представить выражением

$$\text{PD}=\begin{cases} Rn(t) = I(t) + Er(t); \\ Dn = P(t). \end{cases} \qquad (1)$$

Наличие детерминированной составляющей $P(t)$ позволяет осуществить «обучение» декодера распознавать конкретные перестановки и выдавать готовые решения по обработке данных в зависимости от сложившейся ситуации по отбору надежных символов. Результаты обучения, как правило, заносятся в память декодера, которая реализуется в формате когнитивной карты декодера (ККД).

Принцип ПД с использованием ККД и его преимущества пред классическим методом описаны в работах [1 – 4]. В основном эти преимущества относятся к возможностям наиболее полного использования введенной в код избыточности. Подобная задача решается за счет обязательной процедуры мягкой обработки двоичных или недвоичных символов (в зависимости от расширения двоичного поля Галуа, в котором обрабатываются вектора избыточного кода) и выделения из кортежа принятых символов наиболее надежных для формирования эквивалентного кода (ЭК). Поскольку ЭК формируется на приемной стороне, то влияние мешающих факторов оказывается на уровне внутренних сбоев процессора приемника. Важным элементом ПД с использованием КЛД является структура заполнения данными ЭК этой карты.

Если использовать все возможные перестановки символов кодовой комбинации, то на это потребуется ровно $n!$ перестановок, где n – длина кодового вектора. Это означает, что в ККД должны быть записаны ровно $n!$ параметров различных ЭК со значениями проверочных частей $\boldsymbol{H}$ из состава порождающих матриц $\boldsymbol{G}$ таких кодов, что является контрпродуктивным [3, 4].

В условиях реализации алгоритма ПД кодовую комбинацию X некоторого избыточного кода C представляют в виде конечного множества из n элементов, т.е. $|X| = n$. Занумеруем элементы из X в виде последовательности нумераторов $h \in N$ так, чтобы $X = |1, 2, \dots, n|$. Применение в процедуре декодирования мягких решений символов (МРС) λ_i обеспечивает возможность образования биекции отображений X в перестановку X_p за счет сортировки нумераторов таким образом, чтобы на позициях информационных разрядов оказались нумераторы и, следовательно, их жесткие решения с наибольшими значениями λ_i. Такие значения целесообразно вырабатывать на базе стирающего канала связи с широким интервалом стирания в соответствии с аналитическим выражением вида

$$\lambda_i(z) = \left\lfloor \left| \frac{\lambda_{\max}}{\mu\sqrt{E_b}} \times z_i \right| \right\rfloor, \; при \; 0 \le z_i \le \mu\sqrt{E_b} \qquad (2)$$

где λ_{max} – максимальное значение мягкого решение (задается конструктором); μ – значение интервала стирания (обычно $0 \le \mu < 1$); E_b – энергия сигнала на бит; z_i – реально зафиксированное значение сигнала (как правило, из-за воздействия деструктивных факторов отличается от номинального) [5]. Условный оператор выработки МРС представляется выражением (3).

$$\lambda_i(z) = \begin{cases} \left\lfloor (\lambda_{\max} / \mu\sqrt{E_b}) \times z_i \right\rfloor, \; при \;\; 0 \le z_i < \mu\sqrt{E_b}; \\ \lambda_{max}, \; при \;\; \mu\sqrt{E_b} \le z_i < (2-\mu)\sqrt{E_b}; \\ -\left\lfloor (\lambda_{\max} / \mu\sqrt{E_b}) \times z_i \right\rfloor, \; при \;\; (2-\mu)\sqrt{E_b} \le z_i < 3\sigma. \end{cases} \qquad (3)$$

Кодовый вектор длины n в процессоре приемника фиксируется в виде некоторой последовательность $+\lambda_1,+\lambda_2,-\lambda_3,...,+\lambda_k,...,-\lambda_{n-1},+\lambda_n$, в которой знак + соответствует биту со значением 1 и знак – соответствует информационному биту со значением 0. Для реализации процедуры упорядочения символов по значениям их МРС знаки жестких решений значения не имеют. Сортировка завершается, если, например, установлено, что

$$|\lambda_3| \geq |\lambda_n| \geq |\lambda_5| \geq ... \geq |\lambda_1| \geq |\lambda_2|, \quad (4)$$

и на этой основе формируется биекция вида:

$$b = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 & ... & n-1 & n \\ \lambda_3 & \lambda_n & \lambda_5 & ... & \lambda_1 & \lambda_2 \end{pmatrix}. \quad (5)$$

В выражении (5) верхняя строка определяет область определения перестановки, которая в прикладном значении для теории избыточного кодирования совпадает с длиной *n* кодового вектора выбранного кода *C*, а нижняя строка определяет область значений МРС. В биекции *b* для элементов нижней строки важно выделить две группы значений МРС, которые будут определять два непересекающихся класса эквивалентности элементов из области определения. Обычно это выражается в виде произведения двух циклов (3 n 5 …)(… 1 2). Число элементов левого класса эквивалентности определяется значением информационных символов *k* кода *C*, правый класс эквивалентности определяется числом избыточных элементов кода $r = n - k$. Применительно к циклам для каждого принятого вектора формируется две орбиты: орбита X_k – с элементами информационных разрядов эквивалентного кода и орбита X_r – с элементами избыточных разрядов эквивалентного кода. Покажем это на примере кода (7, 4, 3). Для такого кода допустимо общее число перестановок, равное значению $N_{общ} = \begin{pmatrix} 7 \\ 4 \end{pmatrix}$=5040. Собственно, такое число порождающих матриц эквивалентных кодов должно быть записано в ККД, что крайне нерационально, но наличие орбит X_k и X_r существенно сокращает объем памяти ККД. Действительно, число перестановок для некоторого фиксированного кортежа X_k равняется *k*!, а для соответствующего кортежа из X_r равно (*n*-*r*)!. Поскольку для обозначенного в примере кода *k*!=4!=24, а (*n*-*r*)!=3!= 6, то всего комбинаций перестановок для фиксированных орбит X_k и X_r равно 4! × 3! =144, следовательно, объем ККД может быть уменьшен на три порядка поскольку 5040:144=35, с учетом длины цикла равного 7 получаем всего 5 орбит для всего множества перестановок.

В работе доказывается ряд важных утверждений.

Утверждение 1. Образующей комбинацией любого цикла (орбиты) называется комбинация нумераторов представляющая наименьшее значение суммы нумераторов среди всех других сумм нумераторов комбинаций данной орбиты.

Утверждение 2. Образующая комбинация цикла должна представляться в лексикографическом виде с увеличением значений нумераторов по мере увеличения их разрядности в комбинации.

Утверждение 3. Каждой лексикографически упорядоченной образующей комбинации любого цикла среди всех орбит для данного кода соответствует единственная и отличная от других проверочная матрица группового кода, которая является частью эталонной порождающей матрицы эквивалентного кода для соответствующего набора нумераторов после подстановки к проверочной матрице, соответствующей по размерности единичной матрицы слева.

Утверждение 4. При циклическом сдвиге нумераторов образующей комбинации в лексикографически упорядоченном виде вправо происходит только циклический сдвиг столбцов эталонной проверочной матрицы вправо, при условии, что наибольший из допустимых нумераторов справа при движении по циклу не обратился в наименьший нумератор слева.

Утверждение 5. При циклическом сдвиге нумераторов образующей комбинации в лексикографически упорядоченном виде вправо происходит циклический сдвиг строк эталонной проверочной матрицы снизу-вверх, при условии, что наибольший из допустимых нумераторов справа при движении по циклу обратился в наименьший нумератор слева.

Утверждение 6. В случаях отличных от лексикографически упорядоченного следования нумераторов перестановки эталонная матица орбиты приводится к требуемой проверочной матрице за счет сортировки столбцов эталонной матрицы в порядке определяемом перестановкой из X_k, а сортировка строк за счет порядка следования нумераторов определяемом перестановкой из X_r.

Использование в процедуре ПД результатов приведенных выше утверждений позволяет резко сократить время обработки данных, что положительно отражается в условиях высокоскоростных одномодовых или многомодовых оптических линий связи при использовании сложных видов модуляции. Объемы требуемой памяти ККД и методы поиска необходимых порождающих матриц эквивалентных кодов описан в работе [6]. Подробное описание организации памяти ККД приводится в работе [7].

Литература

1. MacWilliams F. J. Permutation Decoding of Systematic Codes, Bell System Tech. J., 43, 485 – 505 (1964).
2. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. Пер. с англ. – ред. Афанасьева В.Б. – М. : Техносфера. – 2005. – 320 с.
3. Гладких А.А. Перестановочное декодирование как инструмент повышения энергетической эффективности систем обмена данными / Электросвязь. – № 8. – 2017, С. 52–56.
4. Гладких А.А., Ал Тамими Т.Ф.Х. Концепция когнитивной обработки данных в системе перестановочного декодирования недвоичного избыточного кода / Электросвязь. – № 9. – 2018, С. 69–74.
5. Гладких А.А., Овинников А.А., Тамразян Г.М. Математическая модель когнитивного перестановочного декодера / Цифровая обработка сигналов. – 2019. – №1.–С.14-19
6. Гладких А.А. Способ перестановочного декодирования блоковых кодов на безе упорядоченной когнитивной карты / Патент на изобретение № 2697732, опубликован 19.08.2019 Бюл.23
7. A.A. Gladkikh, D. V. Mishin, N. Y. Chilikhin, R. Z. Ibragimov. Methods of coherent networks matching with codecs computational capabilities / Proc. SPIE 11146, Optical Technologies for Telecommunications 2018, 1114605 (24 June 2019); https://doi.org/10.1117/12.2526538

PROPERTIES OF NESTED LOOPS IN THE PERMUTATION DECODING SYSTEM FOR REDUNDANT CODES

Prof., doctor of engineering A. A. Gladkikh

Ulyanovsk state technical University

Recently, there has been an increased interest in systems for permutation decoding of systematic redundant codes caused by the possibility of using cognitive methods for processing digital data, which make it possible to give the decoding procedure of such codes a significant acceleration. The resulting gain in time is in demand in many application areas, starting with high-speed optical communication lines, when it is necessary to improve the efficiency of the system of advanced error correction in the conditions of using complex types of modulation, and ending with remote control systems for various robotic or unmanned objects, including systems with elements of biometric data analysis and implementation of artificial intelligence. The time gain in the implementation of permutation decoding is provided by pre-calculating the parameters of the equivalent (rearranged) code, and the result of this calculation is stored in the cognitive map of the decoder. After receiving the current permutation, the decoder does not perform calculations of the equivalent code, but extracts its parameters from the cognitive map. Thus, the trivial replacement of the time required for the organization of the computational process with the amount of memory of the cognitive map is carried out, which is quite a feasible procedure for modern digital signal processing systems.

МЕТОД СНИЖЕНИЯ СЛОЖНОСТИ ДЕКОДИРОВАНИЯ НЕДВОИЧНЫХ ИЗБЫТОЧНЫХ КОДОВ

асп. Дамдам М. А. Я.

Ульяновский Государственный Технический Университет

Современный этап научно-технического прогресса характеризуется резким ростом объемов разнородной цифровой информации, передаваемой по телекоммуникационным системам. Основной особенностью таких систем является постоянное увеличение числа оптических линий связи, которые используют системы связи для решения многочисленных текущих задач. Для организации безошибочной передачи цифровых данных по каналам с шумами обычно применяется помехоустойчивое кодирование, позволяющее улучшить многие важные характеристики систем передачи данных, например экономить мощность передатчика, увеличить дальность связи, скорость передачи данных и другие. Поэтому повышение достоверности передачи, обработки и хранения информации является актуальной задачей.

Особенно жесткие требования к надежности работы и достоверности обрабатываемых данных предъявляются к управляющим системам, работающим в реальном масштабе времени, от которых дополнительно требуется еще и повышенная готовность к выполнению задач управления. Этим требованиям во многом отвечает метод перестановочного декодирования. Замечательным свойством метода является возможность предварительного вычисления всех возможных перестановок символов кодовых векторов и организации некоторого подобия кодовой книги, в которой связываются конкретные перестановки и соответствующие им эквивалентные коды. Это открывает возможности организации когнитивной процедуры обучения декодера выявлению таких связей и заполнения кодовой книги по мере появления тех или иных перестановок. Собственно в книгу или когнитивную карту заносятся образцы порождающих матриц эквивалентных кодов, которые зависят от порядка ранжирования кортежа $\ldots+\lambda_i+\lambda_{i+1}-\lambda_{i+2}-\lambda_{i+3}+\lambda_{i+4}\ldots$ для реализации перестановочного декодирования. Рассмотрим код РС с параметрами (7,3,5)[1,2].

В современных информационно-измерительных и управляющих системах когерентные оптические системы связи применяются в телекоммуникационных структурах передачи мультимедийных данных со скоростью более 100 Гбит/с. В наибольшей степени подобные системы востребованы в области обработки изображений в системах управления, в которых целевая функция достигается за счет анализа видеоряда и своевременной выработки адекватных управляющих воздействий. Возрастающие потребности в таких системах заставляют провайдеров реализовывать высокоскоростные каналы не только на магистральных участках сетей, но и в городских metro-системах, а также в центрах обработки данных, где требуется большая производительность. Рассмотрим применение метода на примере декодирования кода РС (7,3,5) над полем $GF(2^3)$. Результаты преобразования некоторого разрешенного вектора $\overline{n}=\alpha^2\alpha^4\alpha^5\alpha^5\alpha^2\alpha^6\alpha^4$ кода представлены таблице 1.

Как видно из данных таблицы 1 сомнительный приоритет назначается при выполнении проверки четности, но при высоких значениях дисперсии. Исходя из значений приоритетов, символы кода РС стираются для последующего восстановления. При этом нет необходимости выполнять процедуру поиска локаторов ошибок, что существенно снижает сложность реализации декодера.

Таблица 1

Расчет целевой функции для символов кода РС

Символы $\overline{n}$ с проверкой четности	Влиянием помехи $\bar{c}$	$\bar{z}$	λ_i	$(+pc)$	$M(\lambda)$	$G(\lambda)$	Приоритет
$\alpha^2 \to 1001$	+1,41-0,20 -1,41+0,80 -1,41-0,54 +1,41+0,42	+1,21 -0,61 -1,95 +1,83	6,7=6 3,3=3 2,0=7 1,8=7	+	5,75	3,58	Высокий
$\alpha^4 \to 1100$	+1,41-0,48 +1,41+0,16 -1,41+1,95 -1,41-0,49	+0,93 +1,57 +0,54 -1,90	5,1=5 1,6=7 3,0=3 1,9=7	-	5,50	3,66	Низкий
$\alpha^5 \to 1111$	+1,41-2,92 +1,41+1,72 +1,41-0,90 +1,41-0,24	-1,51 +3,31 +0,51 +1,17	1,5=7 3,3=7 2,8=2 6,4=6	-	5,50	5,67	Низкий
$\alpha^5 \to 1111$	+1,41+0,34 +1,41-0,88 +1,41-1,07 +1,41+0,47	+1,75 +0,53 +0,34 +1,88	1,7=7 2,9=2 1,9=1 1,9=7	+	4,25	10,25	Сомнительный *Принимается за* α_x
$\alpha^2 \to 1001$	+1,41+1,46 -1,41-0,67 -1,41+0,61 +1,41+1,15	+2,87 -2,08 -0,80 +2,56	2,9=7 2,1=7 2,0=4 2,6=7	+	6,25	2,25	Высокий
$\alpha^6 \to 1010$	+1,41-0,19 -1,41-0,90	+1,22 -2,31	6,7=6 2,3=7	+	5,75	3,58	Высокий

	+1,41-0,70 -1,41-0,36	+0,71 -1,77	3,9=3 1,8=7				
$\alpha^4 \rightarrow 1100$	+1,41+0,05 +1,41+0,56 -1,41+1,28 -1,41-1,18	+1,46 +1,97 -0,13 -2,59	1,4=7 2,0=7 0,7=0 2,6=7	+	3,58	12,25	Сомнительный

Определив число S ненадежных символов кода РС, декодер стирает их при условии, что $S = d_{min} - 1$ и в это число входит выбранный элемент α_x. При $d_{min} = 5$ декодер кода РС способен восстановить ровно четыре стирания. Кодовый вектор принятый из канала связи по результатам мягкой обработки символов кода n2 принимает вид $\alpha^2 S_1 S_2 S_3 \alpha^2 \alpha^6 S_4$. Для дальнейших расчетов целесообразно представить этот вектор совместно с номерами позиций на которых находятся достоверные символы и стертые символы [4,6].

Таблица 1

Расстановка символов кодового вектора по позициям

Номер позиции $\gamma=\overline{0, n-1}$	0	1	2	3	4	5	6
Символы α_i и стирания S_j кодового вектора	α^2	S_1	S_2	S_3	α^2	α^6	S_4

На основании полученных α_i и S_j вычисляют синдромы для позиций 1; 2; 3 и 6. Следует иметь ввиду, что независимо от номера стертой позиции значения синдромов стертых позиций (при наличии четырех стираний) вычисляются всегда для $j_1 = 0; j_2 = 1; j_3 = 2; j_4 = 3$. Алгоритм вычисления представлен ниже.

Множитель $j_1 + 1$ $S_{j=0} = \alpha^2\alpha^0 + \alpha^2\alpha^4 + \alpha^6\alpha^5 = \alpha^2 + \alpha^6 + \alpha^4 = \alpha^5$;

Множитель $j_2 + 1$ $S_{j=1} = \alpha^2\alpha^0 + \alpha^2\alpha^8 + \alpha^6\alpha^{10} = \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^2 = \alpha^3$;

Множитель $j_3 + 1$ $S_{j=2} = \alpha^2\alpha^0 + \alpha^2\alpha^{12} + \alpha^6\alpha^{15} = \alpha^2 + \alpha^0 + \alpha^0 = \alpha^2$;

Множитель $j_4 + 1$ $S_{j=3} = \alpha^2\alpha^0 + \alpha^2\alpha^{16} + \alpha^6\alpha^{20} = \alpha^2 + \alpha^4 + \alpha^5 = \alpha^6$.

На основе полученных данных формируют полином синдромов вида

$S(x) = \alpha^5 + x\alpha^3 + x^2\alpha^2 + x^3\alpha^6$,

а по известным стертым позициям строят полином локаторов стираний:

$L(x) = (1 + x\alpha)(1 + x\alpha^2)(1 + x\alpha^3)(1 + x\alpha^6) = (1 + x\alpha^2 + x\alpha + x^2\alpha^3)(1 + x\alpha^6 + x\alpha^3 + x^2\alpha^9) = (1 + x\alpha^4 + x^2\alpha^3)(1 + x\alpha^4 + x^2\alpha^2) = 1 + x^2(\alpha^2 + \alpha + \alpha^3) + x^3(\alpha^6 + \alpha^0) + x^4\alpha^5 = 1 + x^2\alpha^6 + x^3\alpha^2 + x^4\alpha^5$.

Окончательно: $L(x) = 1 + x^2\alpha^6 + x^3\alpha^2 + x^4\alpha^5$.

Получив значения $S(x)$ и $L(x)$, находят их произведение, в котором все значения x со степенями равными и старше величины $n - k$ в расчет не принимаются. Таким образом, получают:

$$P_{SL}(x) = S(x) \times L(x) = (\alpha^5 + x\alpha^3 + x^2\alpha^2 + x^3\alpha^6)(1 + x^2\alpha^6 + x^3\alpha^2 + x^4\alpha^5) =$$

$$= \alpha^5 + x\alpha^3 + x^2\alpha^2 + x^3\alpha^6 + x^2\alpha^4 + x^3\alpha^2 + x^3\alpha^0 = \alpha^5 + x\alpha^3 + x^2\alpha^1.$$

К произведению $L(x)$ применяют алгоритм Форни. Для этого требуется найти производную полинома $L(x)$: $L'(x) = 0 + 2x\alpha^6 + 3x^2\alpha^2 + 4x^3\alpha^5 = x^2\alpha^2$. Здесь учтено, что четные коэффициенты перед слагаемыми полинома указывают на взаимное сокращение таких элементов в производной при их сложении по модулю два. В указанном алгоритме значения стертых позиций с номером γ определяются в соответствии с выражением $Y_\gamma = P_{SL}(x^{-\gamma})/L'(x^{-\gamma})$.

Векторы принимают вид

$$Y_1 = \frac{\alpha^5 + \frac{\alpha^3}{\alpha} + \frac{\alpha^1}{\alpha^2}}{\frac{\alpha^2}{\alpha^2}} = \frac{\alpha^5 + \alpha^2 + \alpha^6}{\alpha^0} = \frac{\alpha^4}{1} = \alpha^4.$$

$$Y_2 = \frac{\alpha^5 + \frac{\alpha^3}{\alpha^2} + \frac{\alpha^1}{\alpha^4}}{\frac{\alpha^2}{\alpha^4}} = \frac{\alpha^5 + \alpha^1 + \alpha^4}{\alpha^5} = \frac{\alpha^3}{\alpha^5} = \alpha^5.$$

$$Y_3 = \frac{\alpha^5 + \frac{\alpha^3}{\alpha^3} + \frac{\alpha^1}{\alpha^6}}{\frac{\alpha^2}{\alpha^6}} = \frac{\alpha^5 + \alpha^0 + \alpha^2}{\alpha^3} = \frac{\alpha^3}{\alpha^5} = \alpha^5.$$

$$Y_6 = \frac{\alpha^5 + \frac{\alpha^3}{\alpha^6} + \frac{\alpha^1}{\alpha^{12}}}{\frac{\alpha^2}{\alpha^{12}}} = \frac{\alpha^5 + \alpha^4 + \alpha^3}{\alpha^4} = \frac{\alpha^1}{\alpha^4} = \alpha^4.$$

Поскольку Y_3 равен заявленному элементу α_x считается, что восстановление вектора выполнено правильно. Представленный алгоритм позволяет в удобной форме реализовать не только процессор приемника, но и передатчика. Действительно, для построения кодера необходимо выделить разряды $i = \overline{0; n-s}$, которые по описанному алгоритму восстанавливаются с образованием разрядов $j = \overline{0; s}$. Это позволяет реализовать не только адаптивную систему связи без сложных переключающих устройств, но и решить проблемы защиты информации за счет изменения номеров $i = \overline{0; n-s}$, согласованных с приемником сообщений.
Примеры изменений значений производной для различных перестановок стираний показаны в таблице 2.

Таблица 2

Примеры изменений производной локаторов ошибок при циклических сдвигах

Перестановки стертых позиций	Значение производной $L(x)$	Индекс сдвига	Перестановки стертых позиций	Значение производной $L(x)$	Индекс сдвига
1 2 3 6	$x^2\alpha^2$	3	0 2 4 6	$\alpha^4 + x^2\alpha^3$	1 и 3
0 2 3 4	$x^2\alpha^5$		0 1 3 5	$\alpha^5 + x^2\alpha^6$	
1 3 4 5	$x^2\alpha^1$		1 2 4 6	$\alpha^6 + x^2\alpha^2$	
2 4 5 6	$x^2\alpha^4$		0 2 3 5	$\alpha^0 + x^2\alpha^5$	
0 3 5 6	$x^2\alpha^0$		1 3 4 6	$\alpha^1 + x^2\alpha^1$	
0 1 4 6	$x^2\alpha^3$		0 2 4 5	$\alpha^2 + x^2\alpha^4$	
0 1 2 5	$x^2\alpha^6$		1 3 5 6	$\alpha^3 + x^2\alpha^0$	
Перестановки стертых позиций	Значение производной $L(x)$	Индекс сдвига	Перестановки стертых позиций	Значение производной $L(x)$	Индекс сдвига
0 1 2 3	$\alpha^2 + x^2\alpha^5$	1 и 3	0 1 3 4	$\alpha^4 + x^2\alpha^1$	1 и 3
1 2 3 4	$\alpha^3 + x^2\alpha^1$		1 2 4 5	$\alpha^5 + x^2\alpha^4$	
2 3 4 5	$\alpha^4 + x^2\alpha^4$		2 3 5 6	$\alpha^6 + x^2\alpha^0$	
3 4 5 6	$\alpha^5 + x^2\alpha^0$		0 3 4 6	$\alpha^0 + x^2\alpha^3$	
0 4 5 6	$\alpha^6 + x^2\alpha^3$		0 1 4 5	$\alpha^1 + x^2\alpha^6$	
0 1 5 6	$\alpha^0 + x^2\alpha^6$		1 2 5 6	$\alpha^2 + x^2\alpha^2$	
0 1 2 6	$\alpha^1 + x^2\alpha^2$		0 2 3 6	$\alpha^3 + x^2\alpha^5$	

В первой части таблицы 2, можно найти значение производной $L(x)$ для любой циклической перестановки, используя значение производной $L(x)$ для первой перестановки стертых позиций 1 2 3 6, прибавляя индекс 3 к степени предыдущего α, а в остальных случаях, как показано в таблице 2, мы прибавляем индекс 1 к степени первого слагаемого и индекс 3 к степени второго слагаемого α. Таким образом мы можем найти все значения производной $L(x)$ для всех возможных перестановок стертых позиций, не решая сложные математические операции, как было показано выше. Этим методом осуществляется снижения сложности декодирования недвоичных избыточных кодов.
Общие затраты по сложности декодированиякодов РС при алгебраическом подходе к обработке кодовых векторов оценим как $O_{0n} = O_{SA} + A_n$. представленные алгоритмы ориентированы на исправление ошибок. Очевидно, если условие $d = 2t + s + 1$ не соблюдается, возможны отказы от декодирования V_e. В мягких декодерах стирания способствуют сокращению цикла поиска порождающего

полинома, но в декодере всегда закладывается возможность исправления стираний и хотя бы одной ошибки. Условие реализации такого алгоритма имеет вид $d = 2t + s + 1$, где s – число стертых позиций в n . Было показано, что целесообразность формирования в кодовом векторе некоторого постоянного числа стираний отвечает концепции ε - эффективной системы. Декодирование кодов РС по данному методу обеспечивает снижение вычислительных затрат. Определив число s ненадежных символов, например, кода РС декодер стирает их, обеспечивая $s = d - 1$. При этом изменяется структура вычислительного процесса в ходе вычисления элементов синдромного полинома. Обозначим через S_A процедуру получения синдрома в алгебраическом декодере, а через S_s в декодере со стиранием элементов. Тогда

$$S_{A_j} = \sum_{i=0}^{n-1} v^e(x^i)\alpha^j > \sum_{\delta=0}^{n-k} v^e(x^\delta)\alpha^\delta = S_{S_j}, \text{где } j = 1, \ldots., n-k.$$

Здесь δ отвечает номерам нестертых позиций в кодовом векторе V_e. Сравнительные данные для двух синдромных декодеров показаны на рисунке 1.

Число операций сложения в правой части неравенства для одного значения j оценивается как $O_{+\,j} = (n\text{ -1}) - (n - k - 2) = k\text{ -1}$, а для всего массива синдромов в виде $O_+ = (k\text{ -1})(n - k)$. Общее число операций умножения при вычислении элементов полинома синдрома оценивается $O_\times = (n - k)k$. Суммируя, получим $O_s = (n - k)(2k\text{ -1})$. Функция O_s (R) имеет максимум в точке $k = (n/2) + 0{,}25 \approx 0{,}5R$. Значения ординат взяты в логарифмическом масштабе.

На основе полученных данных формируют полином синдромов S_s (x) степени $(n - k)$ с возможным максимальным числом элементов $(n - k)$. Далее в мягком декодере по известным номерам стертых позиций получают полином локаторов стираний L_Λ $(x) = \prod(1\text{-}\alpha^\delta x)$.

сомножителей в этом произведении по условию всегда равно $(n - k)$. Сложность реализации этой процедуры оценивается как

$$O_\Lambda = O_{\Lambda+} + O_{\Lambda\times} = (n-k-1)^2 + (n-k)^2$$

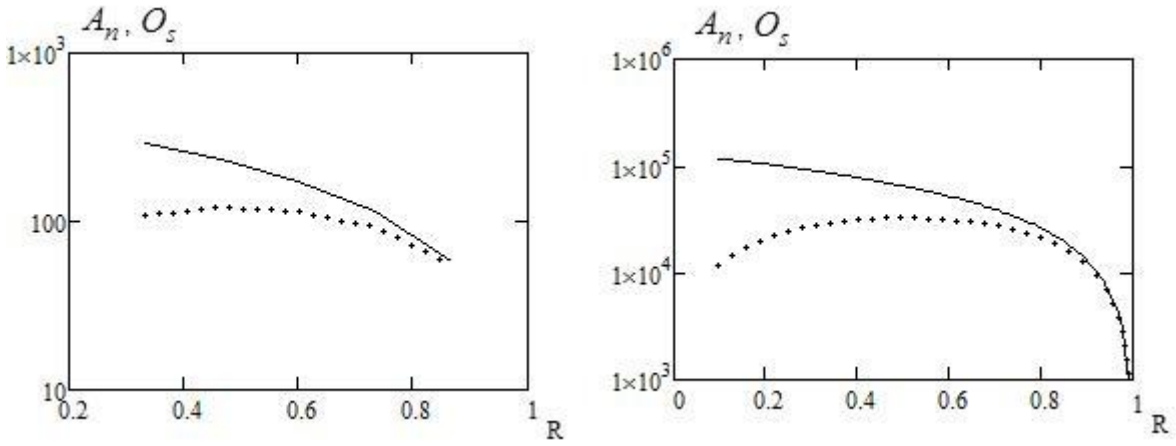


Рисунок 1. Сравнительные данные для O_s (пунктир) и A_n (сплошная):
а) код РС $n = 15$; б) код РС $n = 225$

Данное выражение позволяет оценить сложность реализации этой процедуры. По значениям $S_S(x)$ и $L_\Lambda(x)$ находят их произведение, в котором все элементы χ со степенями равными и старше величины $n-k$, в расчет не принимаются. В качестве грубой оценки сложности реализации этого произведения на основе эмпирических данных целесообразно взять усредненную величину $O_{S\Lambda} \approx 0{,}2O_\Lambda$. Дальнейшая работа декодеров кода РС как в первом, так и во втором случае определяется алгоритмом Форни [3, 5, 7], одинаковым для этих моделей. Таким образом, окончательно сложность реализации алгоритма со стиранием элементов определяется выражением $O_{S\max} = O_S + O_\Lambda + O_{S\Lambda}$.

Запоминая результаты вычислений для таких ситуаций, можно значительно сократить время обработки данных. Принципиально результаты вычислений можно получить на внешнем вычислителе и запомнить их в памяти декодера. Принципиально это означает выполнение когнитивной процедуры для подобного устройства.

Литература

1. Гладких, А.А. Концепция когнитивной обработки данных в системе перестановочного декодирования недвоичного избыточного кода / А.А. Гладких, Ал Тамими Таква Флайиих Хасан // Электросвязь. – 2018. – № 9. – С. 69–74.

2. Гладких, А.А. Система быстрых матричных преобразований в процедуре формирования эквивалентных избыточных кодов / А.А. Гладких, Ал Тамими Таква Флайиих Хасан // Радиотехника. – 2017. – №6. – С. 41–44.

3. Гладких, А.А. Перестановочное декодирование как инструмент повышения энергетической эффективности систем обмена данными / А.А. Гладких // Электросвязь. – № 8. – 2017, С. 52–56.

4. Гладких, А.А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи / А.А. Гладких. – Ульяновск : УлГТУ, 2010. – 379 с.

5. Гладких, А.А. Методы эффективного декодирования избыточных кодов и их современные приложения / А.А. Гладких, Р.В. Климов, Н.Ю. Чилихин. – УлГТУ, 2016. – 258 с.

6. Дамдам М. А. Я. Имитационное моделирование работы декодера по алгоритму с провокацией стертого элемента/ Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова.

7. Дамдам М. А. Я. Анализ функционирования декодеров каскадных кодов в системе оптических каналов связи/ Проблемы техники и технологий телекоммуникаций птитт-2019.

METHOD FOR DECREASING DECODING COMPONENTS OF MULTIPLE EXCESS CODES

Damdam M. A. Y.

Ulyanovsk State Technical University

The current stage of scientific and technological progress is characterized by a sharp increase in the volume of heterogeneous digital information transmitted through telecommunication systems. The main feature of such systems is the constant increase in the number of optical communication lines that use communication systems to solve numerous current problems. To organize error-free transmission of digital data over noise channels, noise-resistant coding is usually used, which allows to improve many important characteristics of data transmission systems, for example, to save transmitter power, increase communication range, data transfer speed, and others. Therefore, increasing the reliability of the transmission, processing and storage of information is an urgent task.

МОДИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В СПЕКТРАЛЬНОЙ ОБЛАСТИ НА ОСНОВЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ДЕТЕКТОРА

асп. Воробьев А.А., доц., к.т.н. Дубов М.А.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Большинству существующих систем радиосвязи выделяется конкретный диапазон частот, что приводит к нерациональному использованию радиочастотного ресурса. В связи с этим передача информационных данных в статичном диапазоне частот под влиянием помех приводит к снижению помехоустойчивости и ухудшению достоверности принятых данных. Исходя из этого, важной задачей является реализация ключевых алгоритмов когнитивной системы, которые решают задачи обнаружения и анализа сигналов. Доклад включает теоретическое описание модификации алгоритма по мониторингу спектра узкополосных сигналов на основе энергетического детектора и результаты его моделирования. Модификация заключается в оценке интенсивности шума без использования априорных знаний о нем, а также в использовании блока объединения близлежащих спектральных отсчетов, благодаря которому повышается эффективность работы алгоритма.

Введение. Одной из важных задач когнитивного радио является радиомониторинг. Мониторинг представляет собой наблюдение за радиоэфиром в широком диапазоне частот с целью получения информации о наличии свободных в данный момент полос частот («дыр» в спектре, белое пространство), доступных для пользователей когнитивного радио. Эти устройства могут использовать нелицензированные каналы, а также лицензированные каналы, когда их первичные пользователи не активны, предотвращая помехи.

С момента появления когнитивного радио предложен ряд методов и алгоритмов радиомониторинга спектра узкополосных сигналов.

Цель работы – модификация алгоритма обнаружения узкополосных сигналов в спектральной области по энергетическому признаку без априорных знаний об интенсивности шума для повышения вероятности обнаружения сигналов.

Формулировка задачи радиомониторинга спектра. Методы радиомониторинга спектра для узкополосного сигнала позволяют вторичным пользователям принимать решение о наличии или отсутствии первичного пользователя в интересующем частотном канале.

Задача обнаружения может быть сформулирована в виде проверки двух статистических гипотез:

$$\begin{cases} H_0 : y(n) = \eta(n) \\ H_1 : y(n) = x(n) + \eta(n) \end{cases}, \quad (1)$$

где $y(n)$ – принятый сигнал после дискретизации; $\eta(n)$ – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ); $x(n)$ – сигнал первичного пользователя после дискретизации; n – номер отсчета выборки.

Гипотеза H_0 соответствует отсутствию первичного пользователя (сигнал отсутствует), а гипотеза H_1 – присутствию первичного пользователя (сигнал присутствует).

Модифицированный алгоритм обнаружения на основе энергетического детектора. Структурная схема процесса обнаружения с помощью энергетического детектора, а также оценка интенсивности шума представлены на рисунке 1. Моделирование разработанного алгоритма проведено в среде Matlab/Simulink.

На первом этапе представленный алгоритм выполняет операцию дискретного преобразования Фурье (2) принятой выборки, полученной после АЦП, буфера и интерполятора, в результате которой получаем спектр сигнала $Y(k)$ в принимаемой полосе частот:

$$Y(k) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{\frac{-2j\pi nk}{N}}. \quad (2)$$

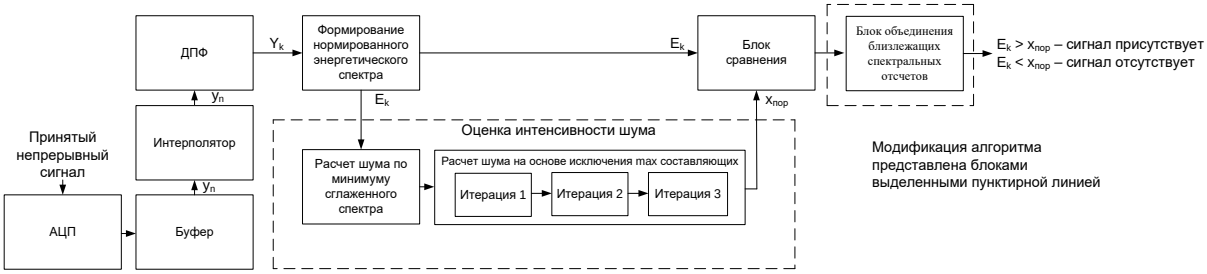


Рисунок 1 – Структурная схема алгоритма обнаружения с помощью энергетического детектора

На следующем этапе алгоритма происходит формирование нормированного энергетического спектра $E(k)$ принятой выборки в интересующей полосе (3), необходимого для последующего определения присутствия или отсутствия первичного пользователя в эфире, а также для вычисления оценки интенсивности шума и порога обнаружения:

$$E(k) = \frac{\left|Y(k)^2\right|}{\max(\left|Y(k)^2\right|)}. \quad (3)$$

Чтобы определить присутствие/отсутствие первичного пользователя в радиоэфире, рассчитанный нормированный энергетический спектр принятой выборки необходимо сравнить в блоке сравнения с порогом обнаружения и принять решение о присутствии/отсутствии первичного пользователя. В алгоритмах радиомониторинга спектра вычисление порога обнаружения является определяющей задачей, от которой зависит работа алгоритма.

Порог обнаружения и методики оценки интенсивности шума. Для расчета порога обнаружения $x_{пор}$ используется правило, основанное на разделении спектральных отсчетов выборки энергетического спектра на шумовые и сигнальные [1]:

$$x_{пор}(\sigma_\zeta^2) = \frac{\sigma_\zeta^2}{N}(1 - \frac{1}{9R} + x_\varepsilon \sqrt{\frac{1}{9R}})^3, \quad (4)$$

где σ_ζ^2 – интенсивность шума; N – количество отсчетов в наблюдаемой выборке; R – количество наблюдаемых выборок; x_ε – процентная точка распределения Гаусса (значение аргумента функции распределения, которой соответствует фиксированная вероятность).

Для вычисления процентной точки распределения Гаусса используется приближенное соотношение

$$x_\varepsilon = t - \frac{c_0 + c_1 t + c_2 t^2}{1 + d_1 t + d_2 t^2 + d_3 t^3}, \quad (5)$$

где $c_0 = 2{,}515517$; $c_1 = 0{,}802853$; $c_2 = 0{,}010328$; $d_1 = 1{,}432788$; $d_2 = 0{,}189269$; $d_3 = 0{,}001308$; $t = \sqrt{\ln(\frac{1}{\varepsilon^2})}$; $\varepsilon = \frac{P_{лт}}{N}$ – допустимая вероятность превышения порога обнаружения отдельным шумовым отсчетом энергетического спектра.

Согласно формуле (3) для вычисления порога обнаружения требуется знание об интенсивности шума, однако она неизвестна. В качестве оценки интенсивности шума использованы две методики, дополняющие друг друга и имеющие незначительные вычислительные затраты.

На первом шаге вычисление оценки выполнено по методике 1 расчета интенсивности шума по минимуму сглаженного спектра. Данная методика предполагает расчет сглаженного нормированного энергетического спектра по следующей формуле

$$\tilde{E}(k) = \frac{1}{W} \sum_{i=k-[(W-1)/2]}^{k+[W/2]} E_i, \quad (6)$$

где W – ширина окна сглаживания.

Оценка интенсивности шума в данной методике определяется по минимальному значению либо по среднему значению некоторого минимального количества отсчетов выборки из полученного сглаженного нормированного энергетического спектра

$$\sigma_\zeta^2 = N \min(\tilde{E}(k)), \quad (7)$$

где N – количество отсчетов в выборке сглаженного энергетического спектра.

Результат вычисления оценки интенсивности шума по данной методике является завышенным. Для улучшения точности определения интенсивности шума последовательно с описанной выше методикой используется методика 2 расчета шума на основе исключения максимальных составляющих.

По найденной согласно методике 1 оценке интенсивности шума определяется количество отсчетов, которые превысили рассчитанный порог обнаружения (4). Это требуется, чтобы рассчитать интенсивность шума по методике 2:

$$\sigma^2_{\zeta,m} = \frac{N_{раб}}{N_{раб} - N_{сигн}} \sum \widetilde{E}(k), \tag{8}$$

где $N_{раб}$ – количество отсчетов энергетического спектра; $N_{сигн}$ – количество отсчетов, превысивших порог обнаружения; m – номер итерации по методике 2.

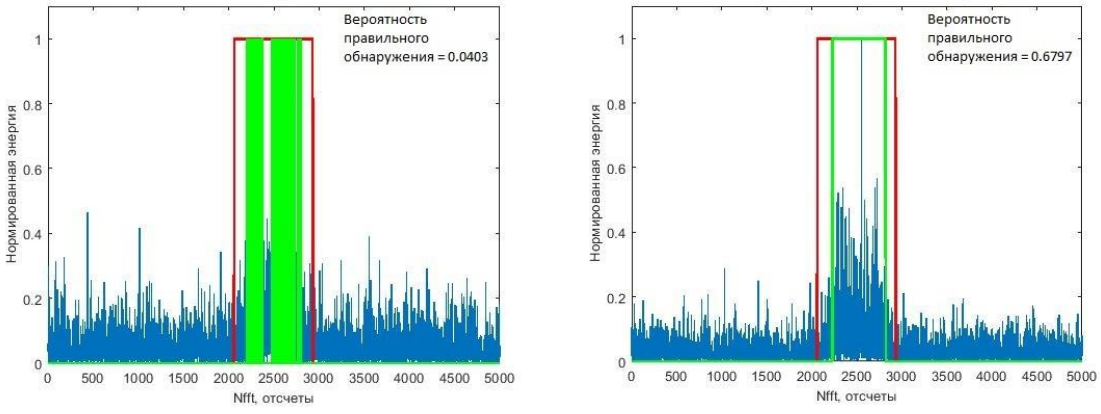
После 2-3 итераций по методике 2 оценка шума становится близка к истинному значению и наиболее достоверному расчету порога обнаружения (4).

В дальнейшем после описанных выше вычислений в блоке сравнения происходит точечное сравнение отсчетов выборки энергетического спектра с вычисленным порогом обнаружения для определения присутствия/отсутствия первичного пользователя в эфире. Однако эффективная работа алгоритма достигалась только при высоких отношениях сигнал/шум.

В связи с этим для повышения достоверности определения присутствия или отсутствия сигнала в алгоритм энергетического обнаружителя включен блок объединения близлежащих спектральных отсчетов, благодаря которому увеличилась вероятность правильного обнаружения, а также точность определения ширины полосы сигнала при его присутствии.

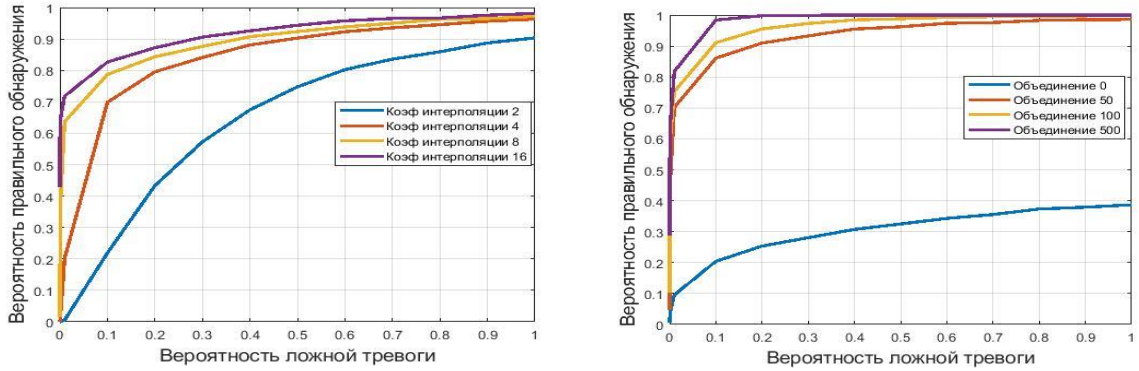
Результаты моделирования. Ниже представлены результаты моделирования демонстрирующие эффективность модифицированного метода обнаружения. Моделирование разработанного алгоритма проведено в среде Matlab/Simulink в канале АБГШ без учета затухания и многолучевости.

Основываясь на результатах, приведенных на рисунке 2, устанавливаем количество точек преобразования Фурье равным 5000 и вероятности ложной тревоги равной 0,01 для значений ОСШ = -5дБ для демонстрации результатов определения сигнала при разном объединении близлежащих спектральных отсчетов и вероятности правильного обнаружения отдельно выбранной принятой выборки. Из рисунка 3,а следует, что вероятность правильного обнаружения без объединения близлежащих отсчетов составляет 0,0403. Из рисунка 3,б следует, что вероятность правильного обнаружения возрастает при увеличении числа объединенных близлежащих спектральных отсчетов и при объединении равном 100 вероятность составляет 0,6797 при случайно принятой выборке.



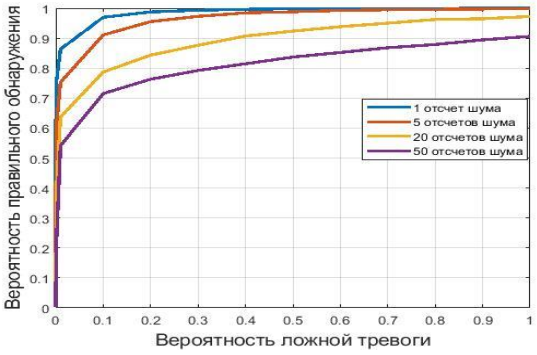
а) б)

Рисунок 2 – Энергетический спектр при разном объединении близлежащих отсчетов: а) без объединения близлежащих отсчетов; б) с объединением 100 близлежащих отсчетов



а)

б)



в)

Рисунок 3 – Характеристики обнаружения: а) при разном коэффициенте интерполяции; б) при разном объединении отсчетов; в) при разном количестве отсчетов шума для порога обнаружения

Из рисунка 3,а следует, что при ОСШ -5дБ вероятность правильного обнаружения возрастает с увеличением коэффициента интерполяции, который изменяется с помощью интерполятора. При вероятности ложной тревоги 0,01 наблюдаем, что при коэффициенте интерполяции 2 вероятность правильного обнаружения близка к нулю, а при коэффициенте интерполяции 8 – вероятность правильного обнаружения возрастает до 0,63.

Из рисунка 3,б следует, что используя блок объединения близлежащих спектральных отсчетов из алгоритма можно добиться значительного повышения вероятности правильного обнаружения. Когда вероятность ложной тревоги равна 0,01, то вероятность правильного обнаружения без объединения спектральных отсчетов равна 0,1, однако уже при объединении 50 спектральных отсчетов вероятность правильного обнаружения возрастает до 0,71, а при объединении 100 отсчетов вероятность составляет 0,75.

Из рисунка 3,в можно сделать вывод, что количество минимальных отсчетов также влияет на эффективность работы алгоритма. Когда вероятность ложной тревоги 0,01 и ОСШ -5дБ вероятность правильного обнаружения равна 0,86 используя 1 минимальный отсчет, однако с увеличением количества отсчетов вероятность правильного обнаружения уменьшается и при 50 минимальных отсчетов вероятность составляет 0,54.

При использовании алгоритма для различения двух сигналов получены следующие результаты. Когда ОСШ -5дБ и объединяются 500 спектральных отсчетов минимальное расстояние между двумя сигналами, при котором сигналы различаются, равняется 534 отсчетам преобразования Фурье. В этом случае вероятность правильного обнаружения при 10 отсчетах шума составляет 0,6573 и 0,6785. Когда ОСШ -5дБ и объединяются 100 спектральных отсчетов минимальное расстояние 130 отсчетов преобразования Фурье, тогда при 10 отсчетах шума вероятность правильного обнаружения 0,4064 и 0,4245.

Заключение. Исследование включает теоретическое описание алгоритма и результаты моделирования. Получены оценки эффективности модифицированного алгоритма на основе энергетического детектора. Оценка интенсивности шума, вычисленная без знания априорных данных о шуме, имеет высокую точность. Использование в составе алгоритма блока объединения близлежащих спектральных отсчетов обеспечивает повышение вероятности правильного обнаружения. Например, когда вероятность ложной тревоги равна 0,01, а ОСШ составляет -5дБ вероятность правильного обнаружения без блока объединения отсчетов и с

блоком объединения 100 отсчетов равна 0,0403 и 0,6797 соответственно. Результаты работы могут использоваться для разработки когнитивных радиосистем.

Литература

1. Рембовский А.М. Радиомониторинг – задачи, методы, средства. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия-Телеком, 2010. – 624с.
2. Попов Д.И. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие. – Рязань, 2009. – 80 с.
3. Волков В.Ю. Теория и описание программы моделирования: учебно-методическое пособие – М.-Берлин: Директ-Медиа, 2014. – 85с.

ALGORITHM FOR DETECTING NARROWBAND SIGNALS IN THE SPECTRAL AREA BASED ON THE ENERGY DETECTOR

Vorobiev A.A., Dubov M.A.

Yaroslavl State Demidov University

Most existing radio communication systems are allocated a specific frequency range, which leads to irrational use of the radio frequency resource. In this regard, the transmission of information data in a static frequency range under the influence of interference leads to a decrease in noise immunity and a deterioration in the reliability of the received data. Based on this, an important task is the implementation of key cognitive system algorithms that solve the problems of signal detection and analysis. The report includes a theoretical description of the modification of the algorithm for monitoring the spectrum of narrow-band signals based on an energy detector and the results of its modeling. The modification consists in estimating the noise intensity without using a priori knowledge about it, as well as in using the unit for combining nearby spectral readings, which increases the efficiency of the algorithm.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С ФАЗОВОЙ И ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ НА КАНАЛ СВЯЗИ

асп. Поелуев С.С. проф., д.т.н. Брюханов Ю.А., доц. к.т.н. Дубов М.А.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Рассматриваются компьютерные модели систем передачи дискретной информации с воздействием на канал связи аддитивного белого гауссовского шума и гармонической помехи, действующей в пределах полосы принимаемого сигнала. Проведен сравнительный анализ степени влияния помехи на следующие системы передачи данных: с 2-х позиционной фазовой манипуляцией, с прямым расширением спектра, с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты, а также с линейной частотной модуляцией. Приведены зависимости величины отношения сигнал/шум при фиксированном значении вероятности битовой ошибки BER= $1*10^{-4}$ от уровня гармонической помехи, воздействующей на канал связи. Установлено, что наиболее устойчивой к воздействию гармонической помехи из сравниваемых является система с использованием линейной частотной модуляции.

Помехоустойчивость – это характеристика, дающая оценку способности радиоэлектронных средств противостоять негативному влиянию помех. В рамках данной работы выполнена оценка параметра помехоустойчивость нескольких систем связи без учета оценки скрытности систем передачи информации.

Цель работы – с использованием компьютерного моделирования в среде Matlab/Simulink провести сравнительный анализ помехоустойчивости систем передачи данных при воздействии на них гармонической помехи.

Гармоническая помеха как тип помехи наиболее вероятна, когда некоторая соседствующая система не имеет враждебных намерений по отношению к рассматриваемой и создает помехи как результат функционирования. Например, наличие напряжения гетеродина на антенном входе супергетеродинного приемника, либо результат интермодуляционного взаимодействия сигналов на выходе передатчика, но нельзя исключать и тот факт, что подобный тип помехи может быть использован противником преднамеренно.

Одним из основных технических способов повышения помехоустойчивости РЭС является применение технологий расширения спектра сигналов. К широкополосным относятся сигналы, у которых база сигнала, B=Δf*T>>1, где Δf - ширина полосы сигнала, а T – длительность сигнала.

Оценка помехоустойчивости сигнала с расширением спектра проводится по отношению к модели системы передачи данных с модуляцией типа BPSK и информационной скоростью $R=2*10^3$ бит/с. Помеха во всех случаях воздействует в пределах полосы полезного сигнала по основному каналу приема.

Введем критерий оценки работоспособности системы: соотношение сигнал/помеха (SER), при котором максимальное отношение сигнал/шум, действующее на входе приемного устройства системы при заданной вероятности битовой ошибки, вычисляется с использованием следующих исходных данных:

- мощность излучения передатчика P= 1 Вт;
- коэффициент усиления приемной и передающей антенны $К_{ПРМ}=1$, $К_{ПРД}=1$;
- ширина полосы сигнала $\Delta f=2*10^3$ Гц;
- расстояние между абонентами S =50 км;
- коэффициент шума приемника $К_Ш= 8$;
- абсолютная температура приемника T= 290 К;
- постоянная Больцмана $К=1{,}38*10^{-23}$ Дж/К;
- значение несущей частоты F= 500 МГц.

Максимальное значение отношение сигнал/шум на входе приемника, которое может быть обеспечено системой при вышеуказанных исходных данных, равно:

$$P_{ПРМ} = P_{ПРД} + L, \quad (1)$$

где $P_{ПРМ}$ – чувствительность приемного устройства, $P_{ПРД}$ – мощность передатчика;

$$L = -32.44 + K_{ПРМ} + K_{ПРД} - 20\lg(S) - 20\lg(F), \quad (2)$$

$P_{ПРМ}$ = -87.96 дБм.

Используя выражение для расчета чувствительности

$$P_{ПРМ} = \Delta f * K * T * K_Ш * \frac{E_b}{N_0}, \quad (3)$$

где E_b – энергия сигнала, приходящаяся на 1 бит информации, N_0 – спектральная плотность мощности шума, выразим

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_{ПРМ}}{\Delta f * K_Ш * K * T}, \quad (4)$$

Таким образом, максимальное значение отношения сигнал/шум при заданных исходных данных равно E_b/N_0= 12 дБ. Эта величина использована как критерий оценки работоспособности системы.

Фазовая модуляция

Структурная схема компьютерной модели системы передачи данных с модуляцией BPSK представлена на рисунке 1.

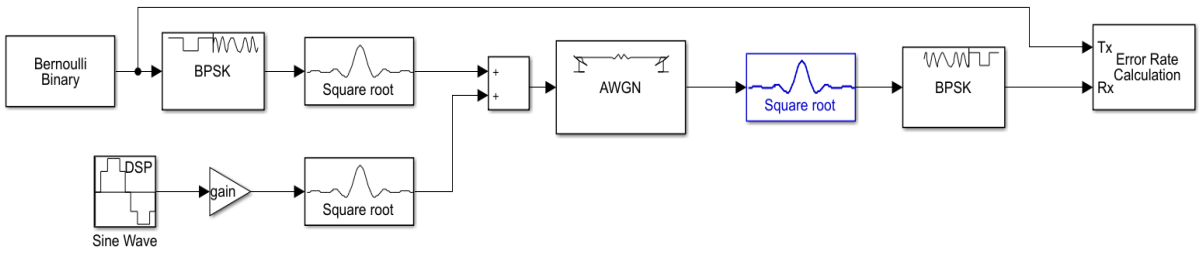


Рисунок 1. Структурная схема модели системы передачи данных с модуляцией BPSK

В процессе моделирования на приемное устройство сначала подается смесь полезного сигнала и аддитивного белого гауссовского шума, при этом снимается зависимость BER от E_b/N_0, где BER - битовая ошибка. Эта зависимость совпадает с рассчитанной по формуле

$$P_E = erfc(\sqrt{\frac{E_b}{N_0} * \log_2 M} * \sin\frac{\pi}{M}), \quad (5)$$

где $erfc\ x = 1 - erf\ x$, $erf\ x = \frac{2}{\pi}\int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$, M – размерность сигнального пространства, M=2.

Затем в канал связи вводится гармоническая помеха, уровень которой увеличивается с шагом 10% относительно уровня полезного сигнала. Результаты моделирования изображены на рисунке 2.

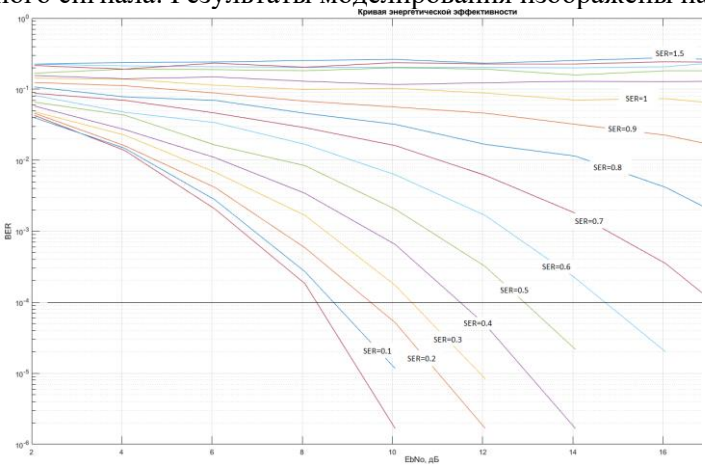


Рисунок 2. Зависимости BER от E_b/N_0 при воздействии гармонической помехи в системе передачи данных с модуляцией BPSK

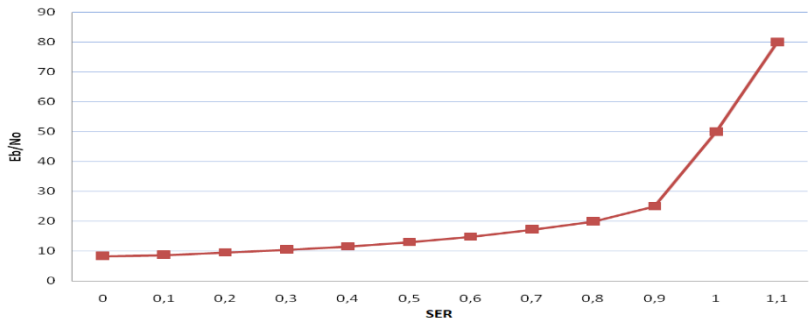


Рисунок 3. Зависимость E_b/N_0 от уровня помехи SER в системе передачи данных с модуляцией BPSK

На основе полученных закономерностей, построен график зависимости E_b/N_0 от величины SER, при фиксированном значении BER=$1*10^{-4}$, который приведен на рисунке 3. Критерий работоспособности системы передачи информации с BPSK достигнут при соотношении сигнал/помеха, равном 0,45.

Проведено моделирование систем передачи данных с использованием технологий расширения спектра на основе: прямого расширения спектра бинарной последовательностью ПРС, а также псевдослучайной перестройки рабочей частоты ППРЧ. При этом исходная информационная скорость R=$2*10^3$ бит/с, полоса сигнала Δf=100 кГц. При построении моделей полагали, что система синхронизации идеальна. На рисунке 4 показана структурная схема компьютерной модели системы передачи данных с прямым расширением спектра бинарной последовательностью.

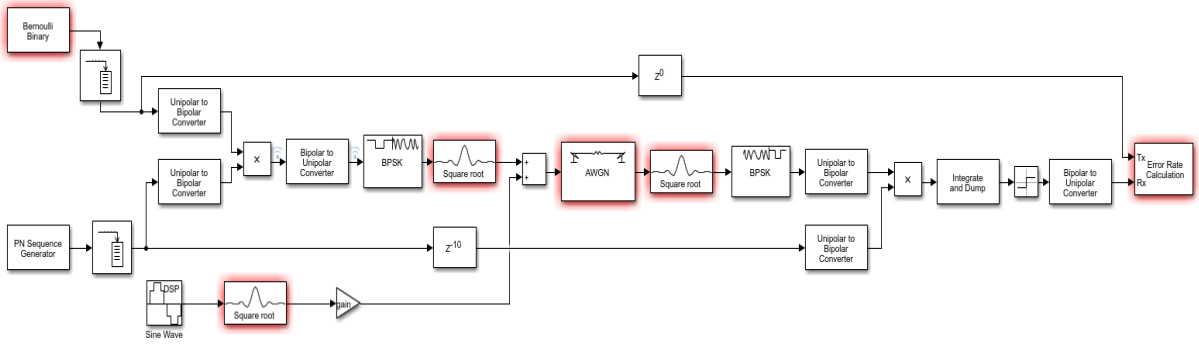


Рисунок 4. Структурная схема модели системы передачи данных с прямым расширением спектра бинарной последовательностью

На основе полученных закономерностей построен график зависимости E_b/N_0 от величины SER при фиксированном значении BER=1*10^{-4}, который изображен на рисунке 5.

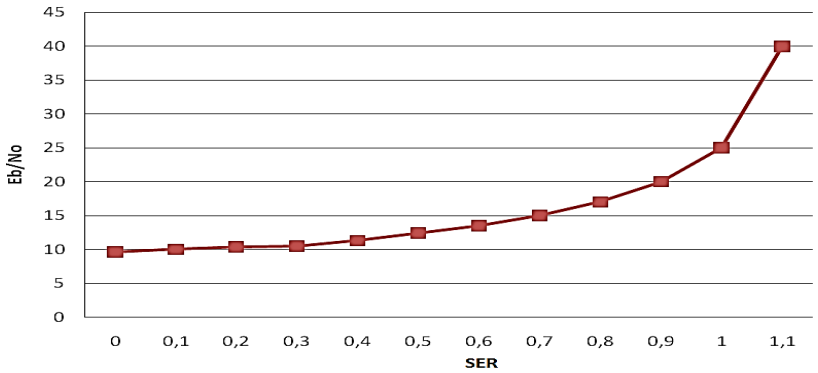


Рисунок 5. Зависимость E_b/N_0 от уровня помехи SER в системе передачи данных с прямым расширением спектра

Критерий работоспособности при использовании технологии прямого расширения спектра достигнут при соотношении сигнал/помеха, равном 0,5.

Выполнено компьютерное моделирование и построены соответствующие зависимости для системы с ППРЧ. На рисунке 6 представлена структурная схема компьютерной модели такой системы.

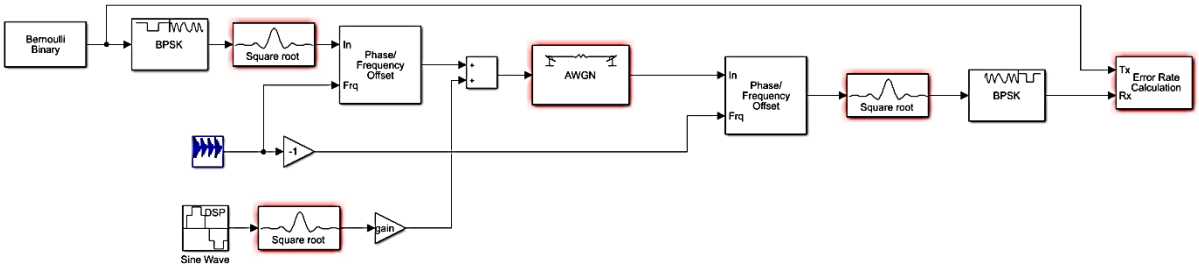


Рисунок 6. Структурная схема модели системы передачи данных с ППРЧ

На основе полученных зависимостей BER от E_b/N_0, построен график зависимости E_b/N_0 от величины SER при фиксированном значении BER=1*10^{-4} для модели с ППРЧ, который показан на рисунке 7.

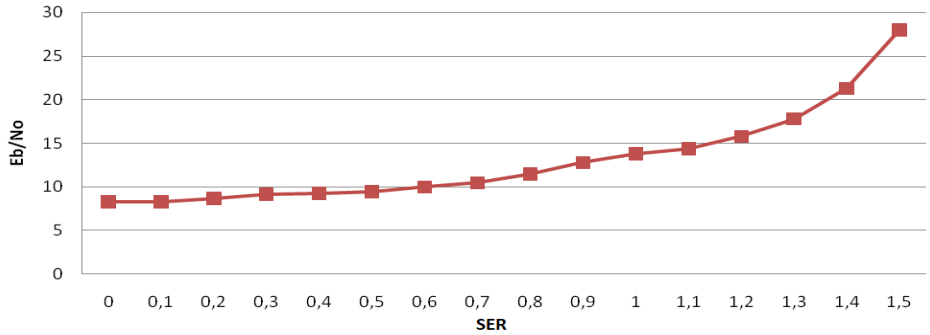


Рисунок 7. Зависимость E_b/N_0 от уровня помехи SER для системы передачи данных с ППРЧ

В случае использования технологии расширения спектра методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты соотношение сигнал/помеха, при котором был, достигнут критерий, составило 0,8.

Линейная частотная модуляция

На рисунке 8 представлена структурная схема компьютерной модели системы с линейной частотной модуляцией.

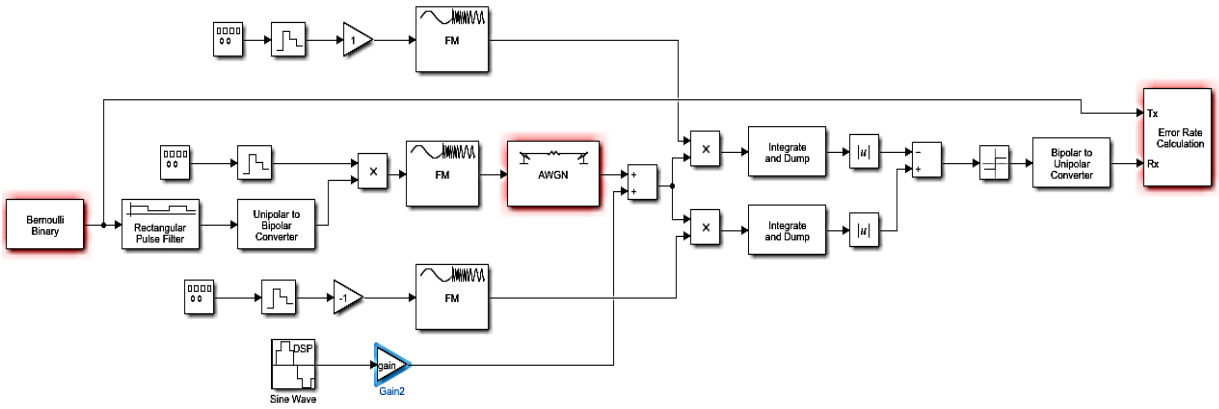


Рисунок 8. Структурная схема системы передачи данных с линейной частотной модуляцией

На рисунке 9 изображен график зависимости E_b/N_0 от величины SER при фиксированном значении $BER=1*10^{-4}$ для модели с ЛЧМ.

Результаты моделирования системы передачи данных, показали более высокую резистентность технологии расширения спектра на базе сигналов с линейной частотной модуляции к воздействию узкополосной гармонической помехи. Отношение сигнал/помеха, при котором достигнут критерий работоспособности, составило 1,5.

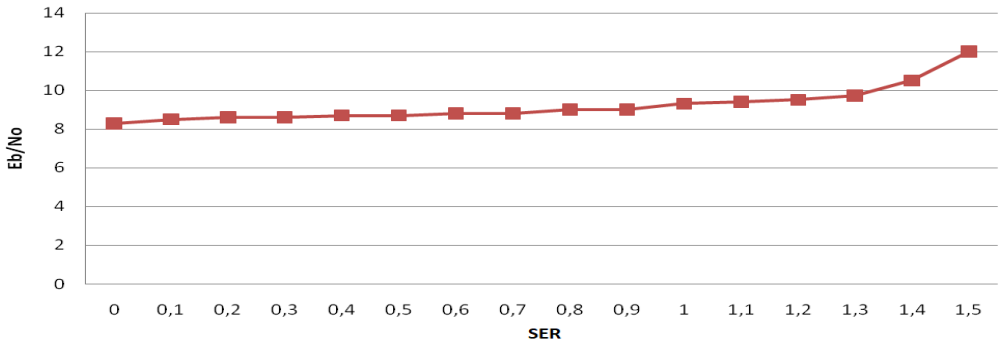


Рисунок 9. Зависимость E_b/N_0 от уровня помехи SER для системы передачи данных с ЛЧМ

Заключение

Проведено моделирование 4 систем передачи данных, установлены зависимости битовой ошибки BER от отношения E_b/N_0 при условии воздействия на канал связи узкополосной гармонической помехи. На основе полученных данных установлены зависимости E_b/N_0 от уровня сигнала помехи SER при фиксированном значении $BER=1*10^{-4}$. Определены значения уровня помехи относительно полезного сигнала для каждой из систем связи, при котором наступает порог работоспособности 12 дБ. Эти уровни составили: 0,45 для системы с BPSK, 0,5 для системы с ПРС, 0,8 для системы с ППРЧ и 1,5 для системы с ЛЧМ.

Таким образом, по результатам моделирования наиболее помехоустойчивой к воздействию гармонической помехи является система с использованием линейной частотной модуляции. Ее применение в 3,3 раза эффективнее, чем системы с BPSK- сигналом. Расширение спектра сигнала на основе ППРЧ эффективнее в 1,77 раза, а на основе ПРС - в 1,06 раза.

Литература

1. Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба / А.И.Куприянов. – М.: Вузовская книга, 2016. – 360 с.
2. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов / В. Ипатов – М: Техносфера, 2007. – 488с.
3. Dixon, R. C. Spread Spectrum Systems with Commercial Application, John Wiley & Sons, Chichester, 1994.
4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Пер. с англ., М.: «Вильямс», 2003.

COMPARATIVE ANALYSIS OF NOISE IMMUNITY OF DATA TRANSMISSION SYSTEMS WITH PHASE AND FREQUENCY MODULATION UNDER THE INFLUENCE OF HARMONIC INTERFERENCE ON THE COMMUNICATION CHANNEL

Poeluev S. S., Bryukhanov Yu. A., Dubov M. A.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The research considers various computer simulation models of discrete information transmission systems in presence of additive white Gaussian noise and harmonic interference acting within the received signal band. A comparative analysis of noise impact was performed for the following transmission systems: binary phase-shift keying, direct spread spectrum, system with frequency hopping and with linear-frequency modulation. The dependence of the signal-to-noise ratio for a fixed value of the bit error probability (with BER= 1*10-4) on the level of harmonic interference affecting the communication channel is given. It was found out that the most jam-resistant among the assumed systems is the information transmission systems with linear-frequency modulation.

_____ ◆ _____

МУЛЬТИСТРУКТУРА ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ, ФОРМИРУЕМЫХ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

к.ф.-м.н. Евстигнеев В.П., к.т.н. Воронин Д.Ю.

Севастопольский государственный университет, Севастополь, Россия

В настоящей работе представлен результат анализа временных рядов параметров нагрузок инфокоммуникационной сети с использованием современного метода декомпозиции рядов нестационарного случайного процесса EMD. Метод позволяет разложить хронологические ряды на детерминистические компоненты, отражающие основные закономерности изменения нагрузки на коммутаторах, и «шум», величина которого может моделироваться с помощью стохастических моделей, например, дробно-интегрированые модели авторегрессии - скользящего среднего (FARIMA).

Введение.

Сеть телекоммуникации, прежде всего, высокоростного интернета, цифрового телевидения, сети Wi-Fi на улицах города, в транспорте и в общественных местах, формирует информационные потоки, организованные в пространстве и во времени. Совокупность потоков имеет скрытую пространственно-временную мультиструктуру, выявление которой должно проводиться с использованием методов многомерной статистики и анализа нестационарных случайных процессов [1]. Общая схема анализа скрытой пространственно-временной мультиструктуры хронологических данных включает в себя этапы разложения нестационарных и нерегулярных временных рядов, классификации пространственной локализации точек доступа к инфокоммуникационным услугам и режима их использования, построения региональных кривых пиковых нагрузок для районов, выделенных на этапе классификации точек доступа. Этап разложения временных рядов позволяет отделить составляющие, несущие полезную информацию о нагрузках сети, от шумовых компонент. «Полезные» составляющие могут быть использованы как для имитационного моделирования параметров сети, так и для интерпретации временных закономерностей ее нагрузки [2]. В настоящей работе будет рассмотрена возможность адаптации современного метода декомпозиции и анализа нестационарных случайных процессов применительно к хронологическим данным о нагрузках на коммутаторах инфокоммуникационной сети интернет-провайдера. Все расчеты выполнены в среде статистического программирования R [3].

Результаты и обсуждение.

В отличие от стационарных случайных процессов, интенсивность нагрузки инфокоммуникационной сети имеет ярко выраженный нестационарный характер, определяемый периодическими изменениями, связанными с активностью абонентов. В реальных инфокоммуникационных сетях интенсивность нагрузки, несмотря на случайный характер значений, обладает некоторой регулярностью на определенных масштабах времени. Иллюстрацией этого служит рисунке 1, на котором представлена временная зависимость реальной нагрузки интернет траффика в условных единицах (Мб траффика или Эрл).

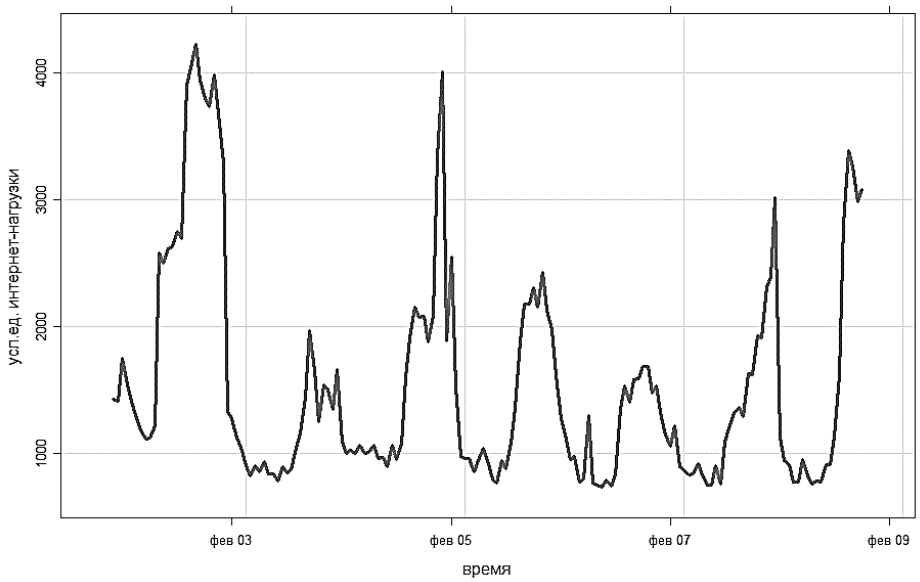


Рисунок 1 Зависимость интенсивности нагрузки инфокоммуникационной системы от времени

Из рисунка 1 следует, что в ряду присутствует пусть и скрытая, но некоторая закономерность. Так, на суточном масштабе времени (рисунок 2) можно отметить практически полное отсутствие нагрузки ночью, что связано с редким пользованием услугами связи в данный период суток. В утреннее же время происходит возрастание нагрузки до некоторого, но не максимального, значения, очевидно, связанного с началом рабочего дня и началом пользования телекоммуникационными услугами связи. В течение дня наблюдается небольшое снижение нагрузки в районе 15.00-16.00 часов. Вечером нагрузка увеличивается до максимального уровня (в 19.00), что связано со структурным составом абонентов: в рассматриваемое время наибольшую нагрузку создают абоненты квартирного сектора.

Также периодичность изменений интенсивности нагрузки можно обнаружить и на недельном масштабе времени. Так, в рабочие дни интенсивность нагрузки максимальна, а в выходные значительно снижается. Квазипериодические изменения наблюдаются и при рассмотрении годовых масштабов времени, на которых проявляются сезонные колебания интенсивности пользования услуг.

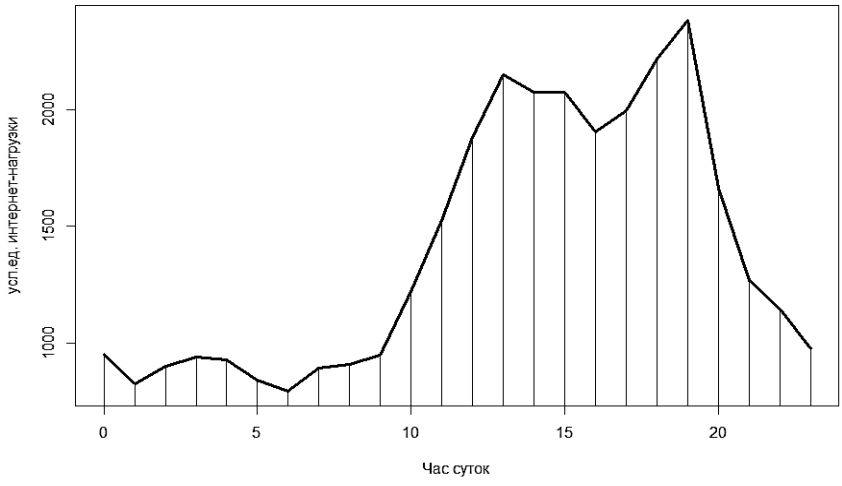


Рисунок 2 Средняя интенсивность нагрузки инфокоммуникационной системы в зависимости от времени суток

В этой связи для выявления закономерностей временной структуры рядов необходимо использовать нестандартные методы разложения временных рядов, позволяющие учитывать их нестационарность и нерегулярность. В частности, такой анализ должен опираться на объективное разделение рядов на трендовые, квазипериодические и стохастические («шумовые») компоненты. Часто детерминированные составляющие ряда маскируются «шумовой» компонентой и проявляют себя через автокоррелированную структуру ряда. Выделение и анализ таких компонент должен проводиться разными методами. В проекте

предлагается использовать новый способ эмпирического разложения временных рядов на конечное число ортогональных нерегулярных компонент – метод EMD [4]. Метод EMD не зависит от строго заданного базиса функций разложения (Фурье-анализ) или от необходимости предварительного определения материнского вейвлета (вейвлет-анализ), что, по сути, больше подходит для временного ряда с регулярной структурой. Метод обладает высокой степенью локализации во временной области разложения и позволяет эффективно выделять трендовую составляющую, квазипериодические и шумовые компоненты из нестационарных нерегулярных временных рядов.

Суть метода сводится к представлению ряда в виде линейной комбинации в общем случае нелинейных мод – функций внутренних мод (IMF в англоязычной литературе). Далее для получения спектральных характеристик каждой из мод и последующей физической интерпретации методика предлагает применять к этим модам преобразование Гильберта.

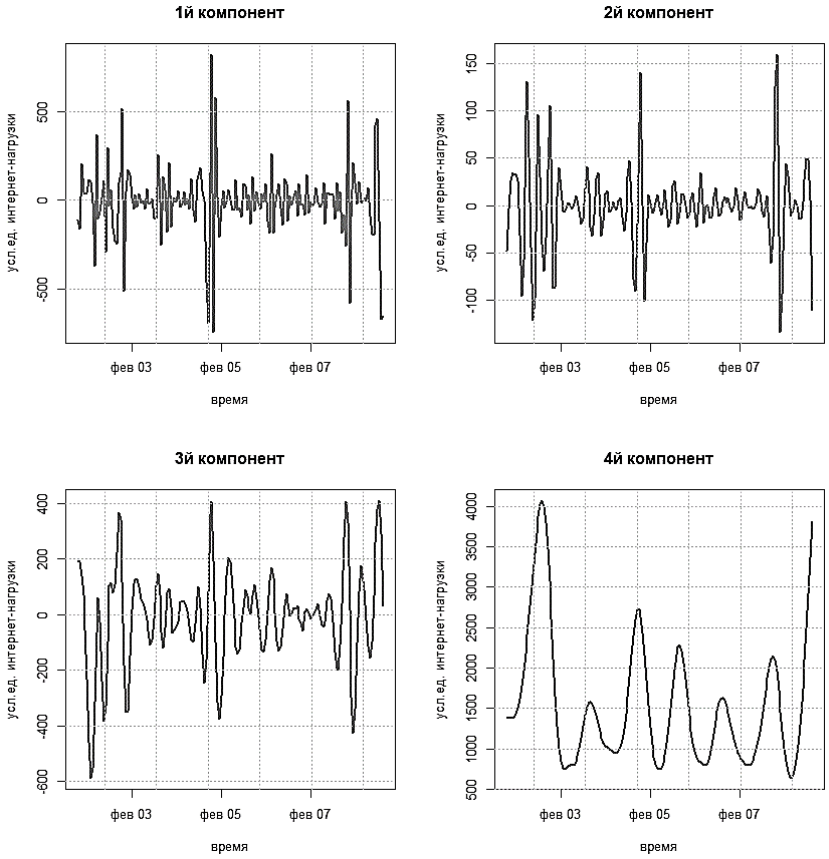


Рисунок 3 Пример разложения временного ряда интернет-нагрузки на конечное число ортогональных нерегулярных компонент при помощи метода EMD

Получение функций внутренних мод основано на т.н. процессе «отсеивания»: на первом этапе с использованием кубических сплайнов строятся огибающие всех локальных максимумов (верхняя огибающая) и отдельно минимумов (нижняя огибающая) ряда; далее строится линия средних значений, полученная по двум огибающим, которая и вычитается из исходного ряда; разность считается близкой к первой функции внутренних мод; такой процесс повторяется до тех пор пока полученная функция внутренних мод не будет удовлетворять специальным условиям, обеспечивающим такие ее ключевые свойства как ортогональность и т.п. [5]. Применение метода EMD позволяет построить существенно лучшую модель стохастических компонент анализируемых временных рядов.

В качестве модели трендовых и квазипериодических компонент могут послужить полиномы разных степеней и периодические функции, модель же стохастической компоненты должна строиться на основе авторегрессии остатков временных рядов после удаления детерминированных компонент. Считается, что наилучшими с точки зрения воспроизведения структуры временного ряда с длинной «памятью» являются дробно-интегрированые модели авторегрессии - скользящего среднего (FARIMA). Применение FARIMA-моделей позволяет адекватно определить доверительные интервалы статистических оценок исследуемого случайного процесса.

На рисунке 3 представлен пример EMD-разложения ряда интернет-нагрузки на отдельные компоненты, отличающиеся разным периодом квазиколебаний – от 2 до 30 часов. Видно, что последняя компонента

высвечивает основную закономерность межсуточной изменчивости нагрузки. На долю 4-й компоненты приходится наибольшая доля энергии колебаний (см. рисунок 4), почти на порядок превосходящая вклад остальных составляющих.

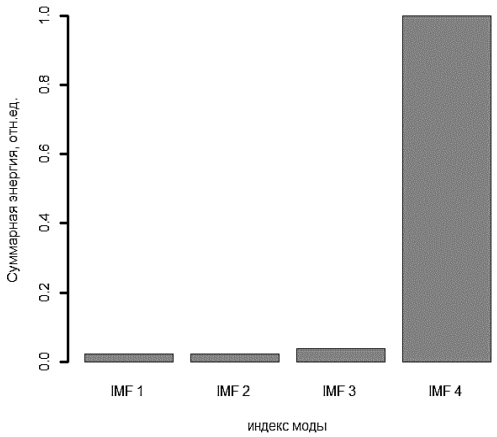


Рисунок 4 Доля энергии временного ряда, приходящаяся не компоненты EMD-разложения временного ряда интернет-нагрузки

Таким образом, временные ряды параметров нагрузок инфокоммуникационной сети могут быть разложены на детерминистические компоненты, отражающие основные закономерности, и «шум», величины которого может моделироваться с помощью стохастических моделей FARIMA.

Исследование выполнено при поддержке Севастопольского государственного университета в рамках внутреннего гранта № 513/06-31 по проекту «Технологии Больших Данных при проактивном управлении инфокоммуникационными системами».

Литература

1. Пономарев Д.Ю. Теория телетрафика: учеб. пособие. Красноярск: СибГУ им. М.Ф. Решетнева, 2017. 160 с.
2. Жукова Н.А. Общая и частные задачи многоуровневого синтеза моделей объектов мониторинга // Научно-техническая информация. Серия 2: Информационные процессы и системы. 2019. № 11. С. 16–22.
3. R Core Team, R: A language and environment for statistical computing. R Foundation for Statistical Computing, Vienna, Austria, 2012. ISBN 3-900051-07-0, URL: http://www.r-project.org/.
4. Huang et al. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis // Proc. Roy. Soc. Lond. –1998. – V.454. –P.903-995.
5. Huang and Wu A review on Hilbert-Huang transform: Method and its applications to geophysical studies // Rev.Geophys. –2008. –V.46(2), doi: 10.1029/2007RG000228.

MULTISTRUCTURE OF INFORMATION FLOWS FORMED IN INFOCOMMUNICATION NETWORK

Ph.D. Evstigneev V.P., Ph.D. Voronin D.Yu..

Sevastopol State University, Sevastopol, Russia

This paper presents the result of the analysis of the time series of the load parameters of the infocommunication network using the modern method of series decomposition of the unsteady random EMD process. The method allows to expand the chronological series into deterministic components that reflect the basic laws of load change on the switches, and “noise”, the value of which can be modeled using stochastic models, for example, fractionally integrated autoregressive models - moving average (FARIMA).

ОСОБЕННОСТИ МЕТОДОВ ЦИФРОВОЙ ПРЕДКОРРЕКЦИИ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

инж., асп. Ефимов А.В.[1,2]

[1]ЗАО «Московский научно-исследовательский телевизионный институт»,
[2]Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт»

В работе представлен обзор методов цифровой предкоррекции нелинейности усилителей мощности. Рассмотрены методики вычисления характеристик цифрового корректора как в случае безынерционного усилителя мощности, так и с учетом эффекта памяти. Разобраны методы цифровой предкоррекции на основе ряда Вольтерра, таблиц соответствия (LUT) и нейронных сетей. Для методов основанных на рядах Вольтерра рассмотрены различные модификации для усилителя мощности, имеющего как статические так и динамические характеристики.

Введение

В большинстве цифровых вещательных систем и систем связи широко используются сложные многочастотные сигналы, в частности многочастотные сигналы с ортогональным частотным разделением каналов (англ. Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM). Они обеспечивают высокую спектральную эффективность в сочетании с устойчивостью к межсимвольной интерференции и частотно-селективным замираниям. Данный тип сигналов обладает рядом недостатков, в частности большим пик-фактором и чувствительностью к нелинейности усилителя мощности. Из-за нелинейности возникают различные внеполосные излучения, которые приводят к межканальной интерференции, а также внутриполосные искажения в пределах ширины полосы пропускания, что увеличивает битовые ошибки в приемной аппаратуре. Вследствие этого необходимо либо использовать усилитель мощности (далее УМ) с большим запасом по мощности, что обеспечивает линейность его характеристики, но является энергонеэффективным решением, либо применять алгоритмы и методы линеаризации амплитудной характеристики. Наиболее используемым и перспективным методом линеаризации характеристик УМ является метод цифровой предкоррекции (предыскажения).

Главная идея метода предыскажений заключается в добавлении блока – корректора, вносящего искажения в сигнал перед тем как он поступит на вход усилителя мощности (далее УМ). Применяется каскадное включение корректора и УМ, которое и уменьшает нелинейные искажения. Корректор имеет инверсные характеристики по отношению к амплитудно-амплитудной и фазовой-амплитудной характеристикам УМ (далее ААХ и ФАХ соответственно). Базовые принципы системы с предыскажениями иллюстрируют рисунок 1 и рисунок 2, где $v_{вх}$ и $v_{вых}$входное и выходное напряжение соответственно, *G(v)* – передаточная характеристика УМ, а $G_{dpd}(v)$ – передаточная характеристика корректора (dpd – от англ. digital predistortion – цифровое предыскажение). Передаточная характеристика $G_{dpd}(v)$ имеет обратный вид по отношению к характеристике *G(v)* УМ. Входной сигнал искажается корректором таким образом, что при прохождении через УМ получается усиленный сигнал без искажений. Рисунок 2 демонстрирует принцип сложения амплитудных характеристик корректора и УМ.

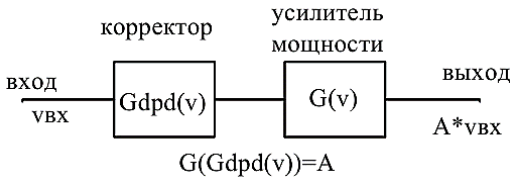


Рисунок 1. Блок-схема системы, реализованной по методу предыскажений.

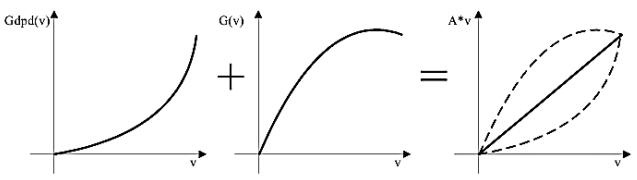


Рисунок 2. Принцип метода предыскажений.

В случае применения цифровой коррекции после вычисления характеристик корректора, происходит коррекция отсчетов цифрового сигнала, поступающих на вход корректора. Вычисление характеристик цифрового корректора осуществляется на основе различных методов, рассмотренных ниже.

Методы цифровой предкоррекции безынерционных УМ

Безынерционные модели предполагают, что сигнал на выходе УМ зависит лишь от текущего значения сигнала на входе и не зависит от предыдущих отсчетов. Амплитудно-амплитудная и фазово- амплитудная характеристики такого УМ не зависят от частоты входного сигнала и описываются однозначными

зависимостями. Передаточная характеристика постоянна в полосе сигнала и характеризуется одним значением на центральной частоте.

Один из основных методов предыскажения безынерционных нелинейных УМ – это полиномиальная модель без памяти:

$$x_{dpd} = \sum_{n=1}^{N} a_n \cdot x \cdot |x|^{n-1} \qquad (1)$$

где x — входной сигнал; x_{dpd} — выходной сигнал корректора; a_n — полиномиальный коэффициент разложения; N — порядок нелинейности.

Приведенная полиномиальная зависимость подходит для слабо нелинейных устройств, например, УМ, работающих в режимах А, АВ. В [1] отмечено, что если полиномиальные коэффициенты имеют действительные значения, то полиномиальная модель (1) является строго-безынерционной, в случае комплексных коэффициентов a_n, модель является квази-безынерционной.

Для предыскажения усилителей, работающих в режиме с отсечкой или близком к насыщению, применяют более сложные функциональные зависимости.

Модель Saleh нередко применяется для моделирования работы и коррекции нелинейностей УМ мультимедийных вещательных и беспроводных систем связи [2], особенно реализованных на ЛБВ. Данная модель рекомендована в качестве стандарта модели УМ IEEE [3]. Она описывает ААХ и ФАХ следующими соотношениями:

$$G_{\text{УМ}}(v_{\text{вх}}) = \frac{A_A \cdot |v_{\text{вх}}|}{1 + b_A \cdot |v_{\text{вх}}|^2} \qquad (2)$$

$$\Phi_{\text{УМ}}(v_{\text{вх}}) = \frac{A_\Phi \cdot |v_{\text{вх}}|}{1 + b_\Phi \cdot |v_{\text{вх}}|^2} \qquad (3)$$

где $G_{УМ}(v_{вх})$ — ААХ УМ; $\Phi_{УМ}(v_{вх})$ — ФАХ УМ; $v_{вх}$ — входной сигнал; a_A, b_A, a_Φ, b_Φ — коэффициенты модели.

Коэффициенты модели определяются путем аппроксимации экспериментальных зависимостей. Часто используются значения коэффициентов: $a_A = 2.1587$, $b_A = 1.1517$, $a_\Phi = 4.033$, $b_\Phi = 9.104$ [4]. Проблема данной модели состоит в том, что она оптимизирована для ЛБВ и недостаточно корректно описывает твердотельные УМ.

Модель Rapp [5] используется для описания твердотельных УМ, но описывает только ААХ:

$$G_{\text{УМ}}(v_{\text{вх}}) = \frac{1}{\left(1 + \left(\frac{|v_{\text{вх}}|}{a_A}\right)^{2 \cdot P}\right)^{\frac{1}{2 \cdot P}}} \qquad (4)$$

где $G_{УМ}(v_{вх})$ — ААХ УМ; $v_{вх}$ — входной сигнал; a_A, P — параметры модели.

Данная модель также описывает УМ и его коррекцию при слабо нелинейном режиме работы при подаче на его вход сигнала с малой амплитудой. Поэтому эта модель является неприменимой для большесигнальных приложений.

Еще одной моделью, используемой для твердотельных усилителей, является модель Ghorbani. ААХ и ФАХ данной модели выглядят следующим образом:

$$G(v_{\text{вх}}) = \frac{x_1 \cdot {v_{\text{вх}}}^{x_2}}{1 + x_3 \cdot {v_{\text{вх}}}^{x_2}} + x_4 \cdot v_{\text{вх}} \qquad (5)$$

$$\Phi(v_{\text{вх}}) = \frac{y_1 \cdot {v_{\text{вх}}}^{y_2}}{1 + y_3 \cdot {v_{\text{вх}}}^{y_2}} + y_4 \cdot {v_{\text{вх}}}^{y_2} \qquad (6)$$

где $G(v_{вх})$ — ААХ УМ; $\Phi(v_{вх})$ — ФАХ УМ; $v_{вх}$ — входной сигнал; $x_1 \ldots x_4$, $y_1 \ldots y_4$ — параметры модели.

Стандартные значения для параметров модели равны 8.1081, 1.5413, 6.5202, -0.0718, 4.6645, 2.0965, 10.88 и -0.003 соответственно [4]. Модель Ghorbani применяется при разработке УМ на полевых транзисторах, а также при анализе нелинейностей под воздействием сигналов с малыми амплитудами.

Существует модификация модели Ghorbani, позволяющая моделировать работу твердотельного усилителя при различных режимах работы [6]. Она отличается от оригинала показателями в числителях и знаменателях. В [4] отмечено, что данную модификацию можно применять для УМ с различной степенью нелинейности при разной амплитуде входных воздействий. Там же приведены значения параметров данной модели и характеристики УМ для различных режимов работы.

Методы цифровой предкоррекции УМ с памятью

Для описания работы и коррекции усилителей с эффектами памяти применяют модели Винера, Хаммерштайна и Винера - Хаммерштайна. Данные модели являются частными случаями модели Вольтерры и подробно описаны в [7-10].

Наиболее полной и общей из моделей нелинейных динамических систем является модель Вольтерры [11-13]. Дискретная форма модели описывается выражением:

$$y(l) = \sum_{k=1}^{P} \sum_{n_1=0}^{M} \sum_{n_2=0}^{M} \cdot \ldots \sum_{n_k}^{M} h_k(n_1, n_2 \ldots, n_k)\, x \prod_{i=1}^{k} x(l - n_i) \qquad (7)$$

Это выражение представляет собой сумму k-мерных сверток отсчетов аналитического представления сигнала с ядрами Вольтерры $h_k(n_1, n_2 \ldots, n_k)$, а P, M - порядок нелинейности и глубина памяти соответственно. Если рассматривать выходной сигнал в основной полосе, то очевидно не надо учитывать в модели Вольтерры четных степеней комплексной амплитуды сигнала на входе. Одним из главных недостатков модели Вольтерры является экспоненциальный рост количества определяемых параметров (ядер) при увеличении порядка нелинейности системы и глубины памяти. Поэтому в настоящее время активно разрабатываются различные модификации данной модели, позволяющие сократить количество параметров для её идентификации.

Одной из наиболее простых модификаций является полиномиальная модель с памятью

$$y(l) = \sum_{k=1}^{P} \sum_{n=0}^{M} h_{k,n} \cdot x(l - n) \cdot |x(l - n)|^{k-1} \qquad (8)$$

Данная модель получается из модели Вольтерры, если не учитывать при рассмотрении перекрестные члены с различным временем задержки отсчетов входного сигнала. Полиномиальную модель с памятью также можно рассматривать как расширенную полиномиальную модель или как параллельное включение моделей Хаммерштайна, которые в свою очередь являются частным случаем модели полиномиальной памяти [14].

Для повышения точности и эффективности полиномиальной модели с памятью в нее вводят некоторые перекрестные члены. Обычно учитываются произведения задержанных друг относительно друга отсчётов вида:$x(n)|x(n-m)|$и$x(n)|x(n+m)|$. В результате получается обобщенная полиномиальная модель с памятью [15, 16].

Для уменьшения числа коэффициентов модели Вольтерры при сохранении точности описания нелинейной системы применяются различные подходы. Один из них основан на разделении нелинейных и динамических свойств системы. Модель, основанная на данном подходе называется DDR–модель Вольтерры (DDR – с пониженной девиацией динамики) [17-19]. В данной модели значительного уменьшения числа параметров удается достичь за счет пренебрежения перекрёстными членами, содержащими только задержанные отсчёты, и за счёт ограничения перекрёстных членов с текущим отсчётом.

Стоит рассмотреть еще одну - полярную модель Вольтерры, в которой количество параметров модели уменьшено. Уменьшение параметров достигается за счет разделения сигнала на амплитудную и фазовую составляющие. Данный подход не ухудшает, а в ряде случаев улучшает эффективность модели Вольтерры [20, 21]. Более подробно описание и результаты моделирования системы на основе данного метода приведены в [25].

Также в настоящее время применяется построение цифровых корректоров на основе таблиц соответствия (Look-uptable или сокращенно LUT). Данный подход состоит в том [22], что характеристика корректора реализуется посредством умножения каждого отсчета входного сигнала на комплексный коэффициент, амплитуда и фаза которого определяются в соответствии с характеристиками УМ. По архитектуре построения корректоры с LUT можно разделить на корректоры с таблицами отображения, с комплексным усилением и полярные корректоры. Более подробно описание цифровой коррекции на основе таблиц соответствия приведено в [4].

В настоящее время идет активное развитие такого направления как нейронные сети. Различные алгоритмы, основанные на нейронных сетях, применяются во многих отраслях науки и экономики. При линеаризации передающего тракта нейронные сети применяются для вычисления функции цифрового корректора. При корректном и обширном обучении нейронная сеть обеспечивает более высокую линеаризацию по сравнению с другими методами [23]. В настоящее время одними из применяемых нейронных сетей являются нейронная сеть на основе многослойного персептрона (NN) с двумя скрытыми слоями и рекуррентная нейронная сеть.

Корректоры на основе нейронных сетей могут применяться с УМ, имеющими большие нелинейные свойства и жесткие ограничения на спектральную маску сигнала. Например, нейронные сети предлагается использовать в цифровых корректорах УМ передатчиков в мобильных сетях нового поколения 5g [24, 26]. Более подробный анализ корректоров на основе нейронных сетей с их моделированием представлен в [23, 24, 26].

Заключение

В статье рассмотрены проблемы прохождения многочастотных сигналов OFDM через современные УМ, обладающие нелинейными характеристиками. Описан один из наиболее перспективных методов линеаризации УМ – метод цифровой предкоррекции. Произведен обзор методик вычисления характеристик цифрового корректора. Рассмотрены динамические эффекты при коррекции нелинейности УМ. Разобраны методы цифровой предкоррекции на основе ряда Вольтерра, таблиц соответствия (LUT) и нейронных сетей.

Корректоры на основе нейронных сетей являются наиболее эффективными для линеаризации УМ с большими нелинейными свойствами и имеющими жесткие ограничения на спектральную маску сигнала

Литература

1. Bosch W., Gatti, G. Measurements and simulation of memory effects in predistortion linearizers // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, pp. 1885–1890, 1989.
2. Haider Al-Kanan, Xianzhen Yang, Fu Li Saleh model and digital predistortion for power amplifiers in wireless communications using the third-order intercept point // Journal of Electronic Testing, 2019.
3. O'Droma M. New modified Saleh models for memoryless nonlinear power amplifier behavioral modelling // IEEE Trans. on Communications, vol. 56, pp. 372–384, 2008.
4. Шутов В.Д. Линеаризация СВЧ усилителей мощности методом цифровых предыскажений // Диссертация на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук. В. 2015.
5. Yadav A. Linearization of Saleh, Ghorbani and Rapp amplifiers with Doherty Technique // SaS TECH Journal, vol. 9, pp. 79–86, 2010.
6. Benedetto S., Biglieri E. Nonlinear equalization of digital satellite channels // IEEE J. Select. Areas Communications. – 1983.– vol. SAC-1.–P. 57–62.
7. Vuolevi J.H.K., Rahkonen T., Amanninen J.P. Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers//IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 29, no. 8, pp. 1383–1389, 2001.
8. Wills A. Identification of Hammerstein-Wiener Models // IEEE Transactions on Communications, vol. 56, pp. 282–391, 2008.
9. Boumaiza S., Ghannouchi F. Thermal Memory Effects Modeling and Compensation in RF Power Amplifiers and Predistortion Linearizers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 12, pp. 482– 490, 2003.
10. F. Taringou, O. Hammi, B. Srinivasan, R. Malhame, F. M. Ghannouchi, Behaviour modelling of wideband RF transmitters using Hammerstein–Wiener models//IET Circuits, Devices & Systems, pp.282–290, September 2009.
11. Hammi O., Ghannouchi F. Twin nonlinear two-box models for power amplifiers and transmitters exhibiting memory effects with application to digital predistortion //IEEE Microw. Wireless Compon. Lett, vol. 19, no. 8, pp. 530-532, 2009.
12. Zhu A., Brazil T.J. An overview of Volterra series based behavioral modeling of RF microwave power amplifiers // Proc. Wireless Microw. Technol. Conf,pp. 101-107, 2006.
13. Pedro J. C., Maas S. A. Comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 4, pp. 1150-1163, 2005.
14. Ding, L., Zhou, G. T., Morgan, D. R., Ma, Z., Kenney, J. S., Kim, J., Giardina, C. R. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials // IEEE Trans. On Communications, vol. 52, pp. 159–165, Jan. 2004.
15. Raich R., Qian H, Zhou G.T. Orthogonal polynomials for power amplifier modeling and predistorter design //IEEE Trans. Veh. Technol, vol. 53, no. 5, pp. 1468–1479, 2004.
16. RawatM. Generalized rational function for reduced-complexity behavioral modeling and DP of broadband wireless transmitter//IEEE Trans. Sig Proc., vol. 54, no. 10, pp. 3852–3860, 2006.
17. Zhu A., Pedro J.C., Brazil T.J. Dynamic deviation reduction-based Volterra behavioral modeling of RF power amplifiers // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 12, pp. 4323–4332, 2006.
18. Zhai J. Nonlinear filter-based Volterra model with low complexity for wideband power amplifiers // IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn., vol. 24, no. 3, pp. 203-205, 2014.
19. JianW. OFDM adaptive digital predistortion method combines RLS and LMS // ICIEA, no.1, pp. 3900-3903, 2009.
20. Pedro J. C. A polar-oriented Volterra model for power amplifier // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no.10. pp. 556-559, 2010.
21. Pedro J. C. Validation and physical interpretation of the power-amplifier polar Volterra model // IEEE Trans. on Microw. Theory and Techniques, vol. 58, no.12, pp. 4012-4021, 2010.
22. Аверина Л.И., Корольков М.А., Шутов В.Д. Адаптивная цифровая линеаризация

усилителя мощности // Радиолокация, навигация, связь : XVII Междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 12-14 апр. 2011 г. — Воронеж, 2011.— Т. 1. - С. 571-576.
23. Аверина Л.И., Бугров О.В. Цифровые корректоры на основе нейронных сетей для линеаризации усилителей мощности// Вестник ВГУ. Серия: Физика. Матем. №1 М. 2017.
24. Jinlong Sun, Wenjuan Shi, Zhutian Yang, Jie Yang, Guan Gui, "Behavioral modeling and linearization of wideband RF power amplifiers using BiLSTM networks for 5G wireless systems," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 68, Issue 11, Nov. 2019.
25. Divya Dickshaw, P. Shanthi Performance Analysis of Digital Predistortion on Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems//Sustainable Communication Networks and Application. Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies, 2020.
26. Raúl Gracia Sáez, Nicolás Medrano Marqués "RF Power Amplifier Linearization in Professional Mobile Radio Communications Using Artificial Neural Networks" IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, Issue 4, April 2019.

FEATURES OF DIGITAL PRECORRECTION METHODS OF POWER AMPLIFIER NONLINEARITIES

Efimov A.V.[1,2]

[1]CJSC «Moscow scientific research television institute»,

[2]National research university «Moscow power engineering institute»

The paper provides an overview of nonlinearity digital correction methods of power amplifiers. The methods of calculating the characteristics of the digital corrector are considered both in the case of a non-inertial power amplifier, and taking into account the memory effect. The methods of digital pre-correction based on the Volterra series, look-up tables (LUT) and neural networks are analyzed. For methods based on the Volterra series, various modifications are considered for a power amplifier having both static and dynamic characteristics.

_____ ◆ _____

ПОСТРОЕНИЕ КАРТЫ РАДИОСРЕДЫ С ПРИМЕНЕНИЕМ АЛГОРИТМА КРИГИНГА

асп. Каретников И.С.

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики

В связи с увеличением количества подключаемых к современным сетям (в перспективе сетям 5G) мобильных устройств, постоянно возрастает потребность в информационном обмене на нижних уровнях модели OSI, что побуждает применение новых технологических концепций для оптимизации мультидоменной радиосреды, и приводит к увеличению потребностей в спектральном ресурсе. Рассматриваются особенности построения динамической карты радиосети - Radio Environment Map (REM) в системе MCS (Mobile Crowd Sensing) для решения проблем сетевого планирования.

Введение

В связи со скорым внедрением технологий 5G на сетях операторов связи возникает много вопросов, касающихся интеграции этой технологии в уже существующие сети. Эти вопросы также касаются дальнейшей эксплуатации таких сетей, осуществления их мониторинга и в целом предоставляемых условий доступа. В новых мобильных сетях будут поддерживаться высокоскоростные соединения в ультраплотных масштабах, что вызовет большую сетевую нагрузку, а также потребность в спектральном ресурсе. В данный момент уже происходит постепенное освобождение спектра стандарта 2G для его переиспользования в сетях последних поколений.

В целях обеспечения наилучшего контроля над сетью и улучшения условий доступа необходимо осуществлять мониторинг набора ключевых параметров сети. Обладая необходимой информацией о сетевых характеристиках можно осуществлять оптимизацию и динамическое сетевое планирование. Стоит отметить, что для сетей 5G необходимые для мониторинга параметры будут на другом качественном уровне, например, будут более жесткие требования к задержкам.

Цель исследования

Для лучшего мониторинга сети необходимо постоянно получать и обрабатывать большое количество информации о ней. Эти задачи может облегчить построение динамической карты радиосети (Radio Environment Map), которая будет содержать информацию о мультидоменной среде, такую как географические свойства, правила использования спектра, местоположение, активность радиосвязи и прочую информацию. В ее основе лежит технология MCS (Mobile Crowd Sensing), позволяющая получать информацию о сети от ее пользователей. Однако, существуют ограничения, из-за которых получаемая информация о радиосети является неполной, что является критичным для осуществления дальнейшего анализа сети. Поэтому необходимо восстановить недостающие данные для их использования и обработки в дальнейшем. Таким образом, задача состоит в оценке неизвестных данных о сети из уже полученной выборки.

Существуют различные алгоритмы по получению недостающей информации в соответствии с данными выборки, которые включают в себя линейную интерполяцию на основе триангуляции Делоне, на основе ближайшего соседа (NN) и алгоритм обратного взвешивания расстояния (IDW). При отсутствии информации о местоположении объекта, измерение в исследуемой точке интерполируется на основе фактических измерений в окружении. Также, фактические измеренные значения изменяются со временем, следовательно, существует пространственно-временная зависимость между данными радиосреды. В данной работе исследуется алгоритм интерполяции Кригинга для получения недостающих данных на основе уже собранной информации. Данная процедура оценки названа в честь Д.Г. Криге, горного инженера, применявшего статистические методы при подсчете запасов. Данный алгоритм позволит оценить неизвестные характеристики с высокой точностью.

Особенности построения REM

Построение карты радиосреды (REM) подразумевает огромное количество сенсорных датчиков в сети и наличие различных видов информации о радиосреде [1]. Существуют различные проблемы, такие как ограничение количества участников, присоединяющихся к сбору данных, или частичная потеря данных из-за помех на сети. Существуют различные алгоритмы по получению недостающей информации. При отсутствии информации о местоположении объекта, измерение в исследуемой точке интерполируется на основе фактических измерений в окружении. Фактические измеренные значения изменяются со временем, следовательно, существует пространственно-временная зависимость между данными радиосреды. Далее речь пойдет о технологии сбора данных и методе получения недостающих данных о радиосреде.

Технология мобильного массового считывания

Эффективным решением построения масштабной REM является применение подхода мобильного массового считывания (MCS Mobile Crowd Sensing). Суть подхода заключается в использовании пользовательских смарт-устройств для сбора информации, что может упростить работу многих приложений зондирования, таких как мониторинг радиосреды, обнаружение трафика, социальное взаимодействие и обмен публичной информацией. Измеренные данные могут содержать такую информацию как уровень сигнала, местоположение, время и идентификатор устройств. MCS имеет свойства мобильности, повсеместности, больших возможностей хранения и вычислений [2]. Далее исследуется алгоритм Кригинга для вычисления недостающих данных в соответствии с имеющимися образцами данных о радиосреде.

Исследование с целью применения алгоритма интерполяции Кригинга

Основным понятием геостатистики является понятие регионализованной переменной. Ее значения известны благодаря пробам в определенных местах. Размер, тип, положение и ориентация в пространстве этих проб составляют базу регионализованной переменной. При изменении одного из таких параметров переменная будет менять свои характеристики.

Главная задача геостатистики – связать результаты, полученные по одной базе (например, местоположение объекта), с результатами, полученными для другой базы (например, характеристика).

Вычисляя меру пространственной зависимости между пробами вдоль заданной базы, можно построить семивариограмму, которая отражает пространственное поведение регионализованных переменных. Если измерения были произведены в рассеянном множестве точек опробования и известна форма семивариограммы, можно оценить значение характеристики в любой точке, не принадлежащей выборке.

Семивариограмма является функцией расстояния, и при интерполяции Кригинга, используя информацию из семивариограммы, находится оптимальное множество весов, которые изменяются в соответствии с местоположением точек опробования [4]. Общая формула Кригинга может быть выражена следующим образом:

$$\tilde{Q}_{PP} = \sum_{i=1}^{N} \lambda_i * Q_{PP_i} \ ,$$

где $\tilde{Q}_{PP}$ – оценочное значение; λ_i- коэффициент Кригинга; Q_{PP_i} – известное значение.

Если сумма весов, используемых в оценке, равна 1, то полученная оценка называется несмещенной. Это означает, что для большого множества оценок, ошибка будет равна 0.

$$\sum_{i=1}^{N} \lambda_i = 1 \ , \quad \forall \, i$$

При выборе весов возможно большое количество комбинаций выбранных весов для получения оценки и ошибки оценки, каждая из которых дает различную оценку и ее ошибку [7]. Однако, имеется только одна комбинация, которая будет давать минимальную ошибку оценки. Именно такую комбинацию весов позволяет найти метод Кригинга.

При оценке методом Кригинга справедливы утверждения, что ближайшие точки оказывают наибольшее значение на оценку значения в точке, не являющейся точкой опробования, и что более удаленные точки оказывают меньшее влияние. Также, веса, используемые в оценке, связаны с семивариограммой.

Пример расположения точек в пространстве представлен на рисунке 1:

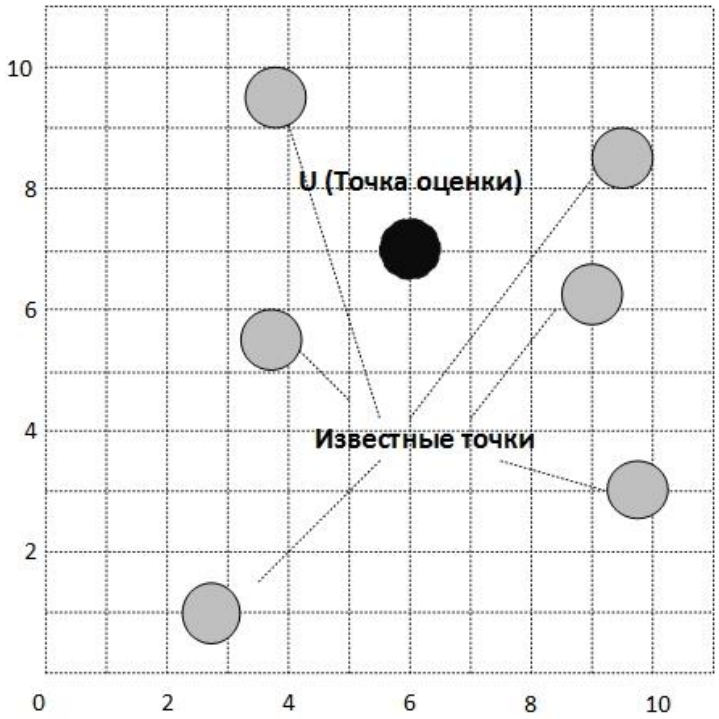


Рисунок 1. Пример расположения точек в пространстве

В простейшем случае, задачей Кригинга является оценка значения $\tilde{Q}_{PP}$ в точке u по N известным значениям. Для этого необходимо решить систему уравнений:

$$\lambda_1\gamma_{11}+ \lambda_2\gamma_{12+} \lambda_3\gamma_{13}=\gamma_{1u}$$
$$\lambda_1\gamma_{12}+ \lambda_2\gamma_{22+} \lambda_3\gamma_{23}=\gamma_{2u}$$
$$\lambda_1\gamma_{13}+ \lambda_2\gamma_{23+} \lambda_3\gamma_{33}=\gamma_{3u}$$

где γ_{ij} - семивариограмма на расстоянии h_{ij}, соответствующем интервалу между контрольными точками i и j. γ_{1u} - семивариограмма для расстояния между известной точкой 1 и точкой, для которой производится оценка.

Матрица в левой части симметрична, т.к. $h_{ij}= h_{ji}$. Для того, чтобы обеспечить несмещенность решения в данном случае, необходимо наложить ограничение на веса (их сумма должна быть равна 1). Поэтому появляется четвертое уравнение:

$$\lambda_1+ \lambda_{2+} \lambda_3=1$$

В итоге, получается набор четырех уравнений для 3 неизвестных. Т.к. уравнений больше, чем неизвестных, система переопределена. Для того, чтобы обеспечить минимальную ошибку оценки, нужно использовать дополнительные степени свободы путем добавления переменной μ, которая называется множителем Лагранжа. Тогда система уравнений в матричной форме примет вид:

$$\begin{pmatrix}\lambda_1\\ \lambda_2\\ \lambda_3\\ \mu\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\gamma_{11} & \gamma_{12} & \gamma_{13} & 1\\ \gamma_{21} & \gamma_{22} & \gamma_{23} & 1\\ \gamma_{31} & \gamma_{32} & \gamma_{33} & 1\\ 1 & 1 & 1 & 0\end{pmatrix}^{-1}\begin{pmatrix}\gamma_{10}\\ \gamma_{20}\\ \gamma_{30}\\ 1\end{pmatrix}$$

В общем виде, нужно решить матричное уравнение вида [A]*[λ] = [B] для вектора неизвестных коэффициентов Кригинга [λ]. Члены матрицы [A] и вектора [B] берутся из семивариограммы или из математических функций, описывающих ее вид. После определения неизвестных коэффициентов Кригинга, значение оцениваемой переменной в точке u можно представить в следующем виде:

$$\tilde{Q}_{PP} = \lambda_1 Q_{PP_1} + \lambda_2 Q_{PP_2} + \lambda_3 Q_{PP_3}$$

В этом случае, оценка дисперсии имеет вид:

$$s^2{}_{\varepsilon} = \lambda_1\gamma_{1u} + \lambda_2\gamma_{2u} + \lambda_3\gamma_{3u} + \mu$$

Другими словами, дисперсия оценки – это взвешенная сумма дисперсий для расстояний до точек, использованных в оценивании, плюс вклад от коэффицента Кригинга, который эквивалентен постоянному члену.

Заключение

В данной работе предложена система MCS для сбора данных для построения REM, В связи с возможными ограничениями, часть информации может быть утеряна, что приводит к неполноте исходной информации. Для решения данной проблемы предложен алгоритм интерполяции Кригинга, как технология автоматизации в моделях сетевого планирования сетей 5G.

Литература

1. “Radio Environment Map Construction by Kriging Algorithm Based on Mobile Crowd Sensing”. URL: https://www.hindawi.com/journals/wcmc/2019/4064201/.
2. “Mobile crowd sensing for smart urban mobility”. University of Nis, Faculty of Electronic Engineering, Aleksandra Medvedeva 14, 18000 Nis, Serbia;
3. Дж.С.Дэвис «Статистический анализ данных в экологии» Москва «Недра», 1990г.
4. Демьянов, В.В. Геостатистика: теория и практика [Текст] / В.В. Демьянов, Е.А. Савельева – М.: Наука, 2010. – 327 с.

CONSTRUCTION OF A RADIO ENVIRONMENTAL MAP WITH APPLICATION OF THE KRIGING ALGORITHM

asp. Karetnikov I.S.

Volga State University of Telecommunications and Informatics

Due to the increase in the number of mobile devices connected to modern networks (in the future, 5G networks), the need for information exchange at the lower levels of the OSI model is constantly growing, which prompts the use of new technological concepts for optimizing a multi-domain radio environment and leads to an increase in the need for spectral resource. The features of constructing a dynamic radio network map - Radio Environment Map (REM) in the MCS (Mobile Crowd Sensing) system for solving network planning problems are considered.

_____ ◆ _____

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОВОДНОГО КАНАЛА СВЯЗИ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ВИДАХ ПОМЕХ

проф. Львович И.Я.[1], проф. Преображенский А.П.[1], проф. Чопоров О.Н.[2]

[1]Автономная некоммерческая образовательная организация высшего образования Воронежский институт высоких технологий (АНОО ВО ВИВТ)
[2]Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования воронежский государственный технический университет (ФГБОУ ВО ВГТУ)

В данной работе проводится построение модели проводного канала связи. Она реализована на основе инструментария имитационного моделирования. Дано описание всех блоков, входящих в модель. Представлена зависимость величины эхо-сигнала от вероятности ошибки. Построена зависимость частоты от вероятности ошибки при узкополосной помехе. Дана зависимость вероятности ошибки от вероятности импульсной помехи. Представлена зависимость влияния перекрёстных помех на вероятность ошибки.

В настоящее время, для исследования характеристик разработанного коммуникационного оборудования возникает необходимость в проведении различных исследований без применения натурных испытаний [1]. То есть, требуется при помощи определенного имитатора тракта передачи данных протестировать оборудование [2]. В данной работе для условий, которые можно наблюдать в реальной практике, для проводного канала связи была проведена разработка имитатора макета. Он базируется на комплексе математических моделей. Они объединены в среде Simulink, который входит в состав среды Mathlab. Модель состоит из следующих составных частей: формирователь данных (Data source); - имитатор передающей части (Transmitter); имитатор проводного канала (Channel); имитатор приёмной части (Receiver); регистратор ошибок. Внешний вид модели в общем представлен на рисунке 1.

В качестве источника входных данных может использоваться генератор случайных двоичных данных с распределением Бернулли (блок D1 - Bernoulli binary на рисунке 2) или предварительно сформированный файл (блок D2 - input.mat на рисунке 2). Есть переключатель, который дает возможности выбора среди источников входных "1" (рисунок 2). Есть возможности задания скорости передачи данных (в битах/с) на основе соответствующего меню. Оно вызывается на базе блока Settings Transmitter & Receiver (рисунок 1). Для того, чтобы переключить источник информации, необходимо двойным кликом мыши нажать на переключателе "1", при этом ключ перейдёт в другое положение. При вводе информации из файла также необходимо переключить переключатель "2" расположенный ниже в верхнее положение. Блоки D3, D4, D5 предназначены для того, чтобы из файла было считано 1 Мб информации. Имитатор передающей части состоит из следующих составных частей (рисунок 3): блок, предназначенный для буферизации (T1); блок, связанный с преобразованием типов данных (T2); блок, предназначенный для ведения кодирования (T3); блок, связанный с модуляцией (T4). В блоке T1 производит потоки битовой информации будут преобразованы в фреймы (кадры) установленного размера. В данном случае размер кадра равен 776 бит. Блок преобразования типа данных T2 производит преобразование входной информации типа double в выходной тип boolean. Это необходимо для обработки информации блоком T3. Блок помехоустойчивого кодирования T3 производит блочное кодирование по алгоритму Рида - Соломона. Блок модуляции T4 производит фазовую

манипуляцию. На вход модулятора поступают кадры типа boolean. Модулятор преобразует входные данные в комплексный сигнал. Имитатор проводного канала состоит из следующих составных частей (рисунок 4).

Блок С1 – *Line IN* имитации входной соединительной линии. Соединительная линия характеризуется протяжённостью кабеля и затуханиями на единицу длины. Данные входные значения вводятся в блоке начальных установок. Блок имитатора канала ТЧ выполняет имитацию следующих искажений передаваемого сигнала: - искажения, вызванные частотными характеристиками канала, а также его длиной (С2 - *Line & Freq Noise*); эффект возникновения эхосигнала (С3 - *Echo Signal*); импульсные помехи (С4 - *Random pulses*); узкополосные (селективные) помехи (С5 - *Selected Noise*); перекрёстные помехи (С6 - *Cross noise*); скачки фазы (С7 - *Noise*); выходная соединительная линия (С8 – *Line OUT*).

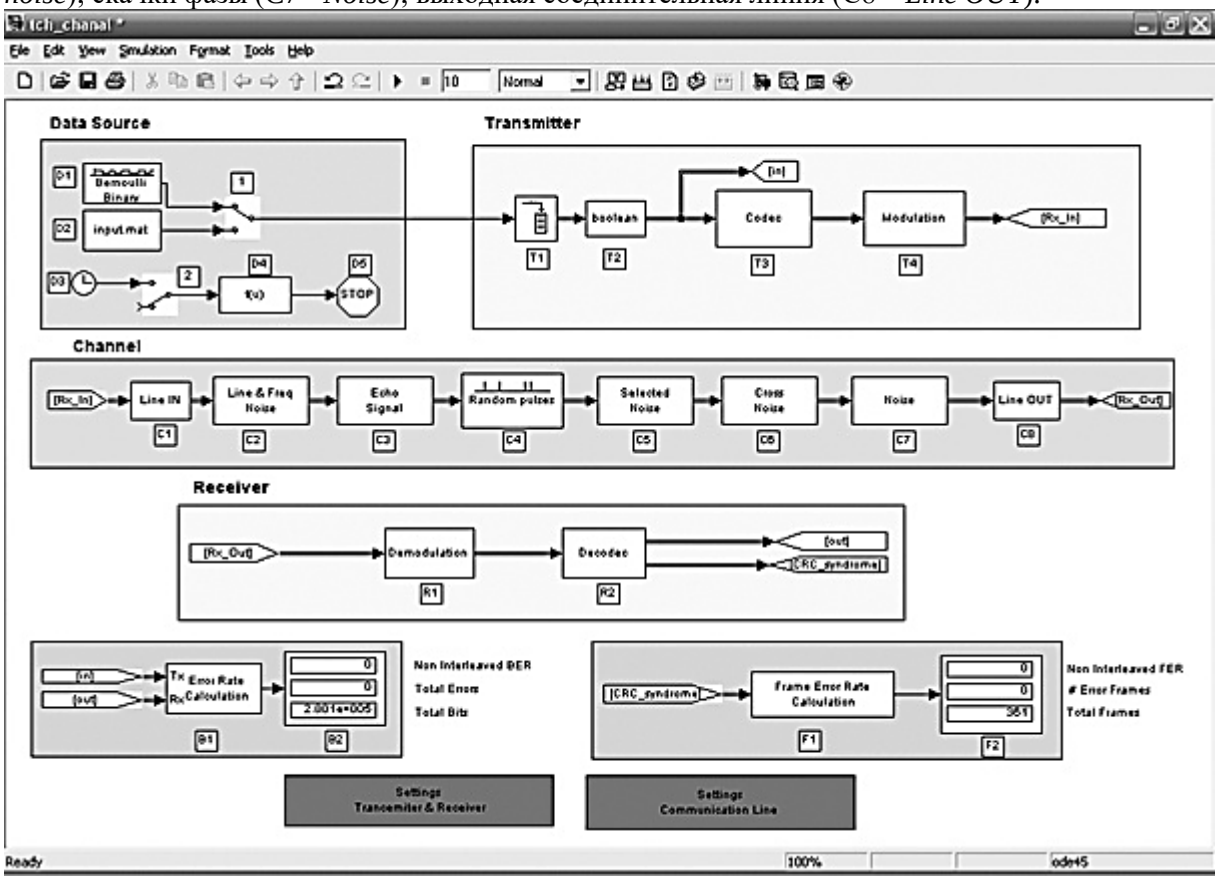


Рисунок 1

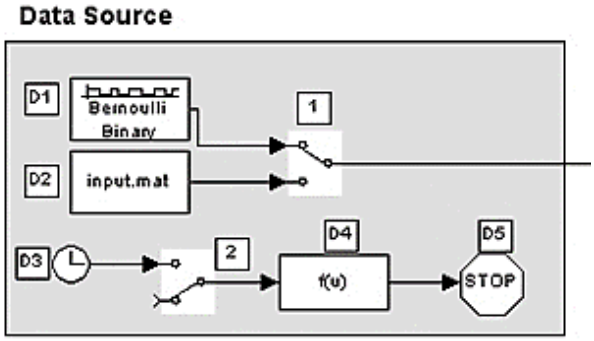


Рисунок 2

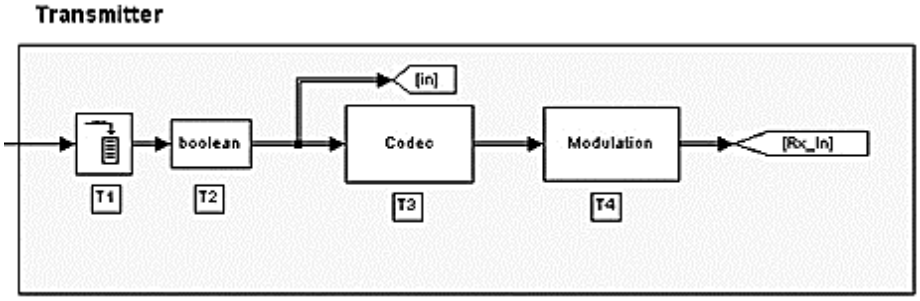


Рисунок 3

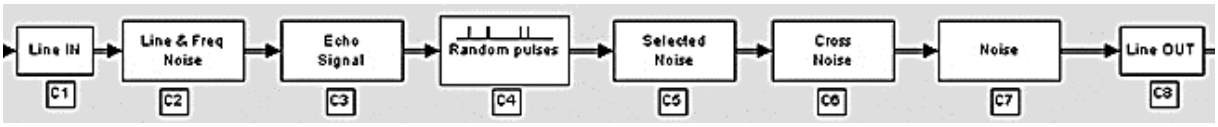


Рисунок 4

Установка искажения частотных характеристик передачи сигнала (блок С2) обеспечивается формирующим цифровым фильтром с полосой пропускания 300 – 3400 Гц. В данном блоке дополнительных параметров не предусмотрено. Эффект эхосигнала (блок С3) определяет степень воздействия эхосигнала на передаваемую информацию. Данная величина определяется соотношением сигнал/шум. Импульсная помеха (блок С4) задаётся как вероятность появления в зависимости от длины линии. Ввиду этого в настройках задаётся протяжённость ТЧ канала в километрах. Для узкополосных помех (блок С5) вводятся следующие параметры: уровень помехи, частота. При перекрёстных помехах (блок С6) можно определить степень воздействия соседних каналов на основной. Вводится величина соотношения сигнал/шум. Величина скачка фазы (блок С7) и интервал следования скачков фазы могут быть установлены настройках канала. Имитатор приёмной части состоит из следующих составных частей (рисунок 5): блок демодуляции (R1 - *Demodulation*); блока декодирования (R2 - *Decodec*).

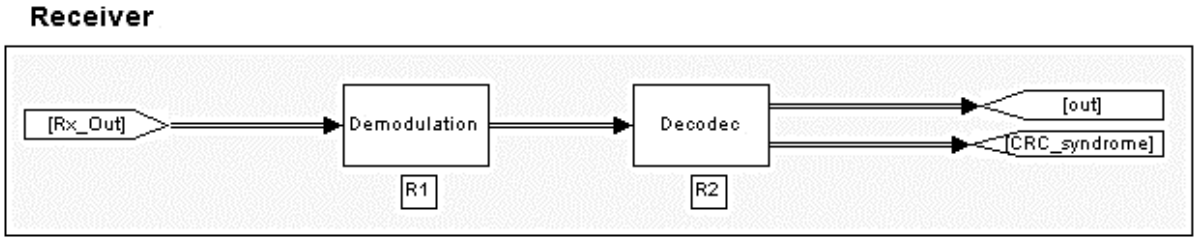


Рисунок 5

Блок R1 производит демодуляцию сигнала переданного через канал связи. Блок R2 производит декодирование сигнала и выводит два вида информации: последовательность битов; результат вычисления контрольной суммы кадра.

На рисунке 6 приведен регистратор ошибок.

В него входят: блок вычисления коэффициента ошибок на бит принятой информации (B1); блок отображения статистики битовых ошибок (B2); блок вычисления коэффициента ошибок на кадр (F1); блок отображения статистики ошибок канала3 (F2).

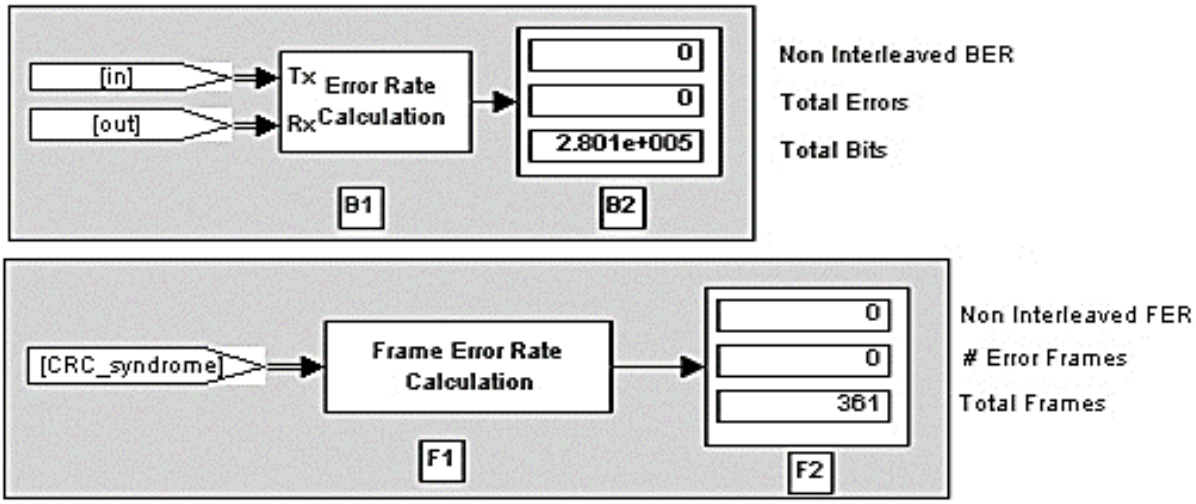


Рисунок 6

Проведём исследование влияния разного рода помех [3], реализуемых в модели, на вероятность ошибки при приёме информации. Эффект возникновения эхо-сигнала возникает когда в случае передачи информации по двухпроводной линии сигнал проходит от передатчика в приёмник и обратно, это происходит из-за несовершенства дифференциальных систем используемых в аппаратуре передачи данных. Будем изменять величину эхо-сигнала и снимать значения на выходе модели, т.е. в регистраторе ошибок (таблица 1). По полученным значениям построим график зависимости вероятности ошибки от величины эхо-сигнала (рисунок 7).

Таблица 1

$P_{ош}$	S/N	$P_{ош}$	S/N	$P_{ош}$	S/N	$P_{ош}$	S/N	$P_{ош}$	S/N
0,5335	-10	0,511	-6	0,5238	-2	0,4858	2	0,4738	6
0,5425	-9	0,5271	-5	0,5245	-1	0,4742	3	0,4343	7
0,5429	-8	0,5135	-4	0,5	0	0,489	4	0,4317	8
0,5258	-7	0,5084	-3	0,4897	1	0,4725	5	0,4117	9

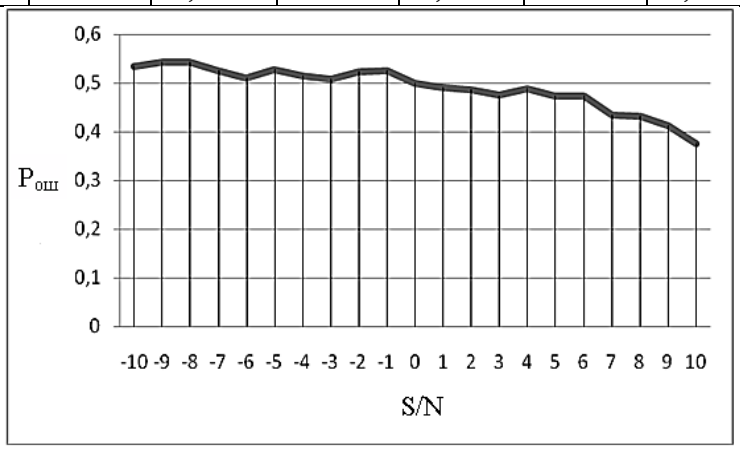


Рисунок 7. Зависимость вероятности ошибки от величины эхо-сигнала

Проведём исследование влияния узкополосных помех на распространяющийся сигнал. Для этого примем амплитуду помехи равной постоянной величине, а будем изменять лишь частоту. Полученные значения занесём в таблицу 2.

Таблица 2

F, Гц	$P_{ош}$	F, Гц	$P_{ош}$	F, Гц	$P_{ош}$	F, Гц	$P_{ош}$	F, Гц	$P_{ош}$
50	0,4926	150	0,4954	250	0,4934	350	0,4952	450	0,4923
100	0,4923	200	0,4968	300	0,4866	400	0,4919	500	0,4974

По полученным значениям построим график зависимости вероятности ошибки от частоты узкополосной помехи (рисунок 8).

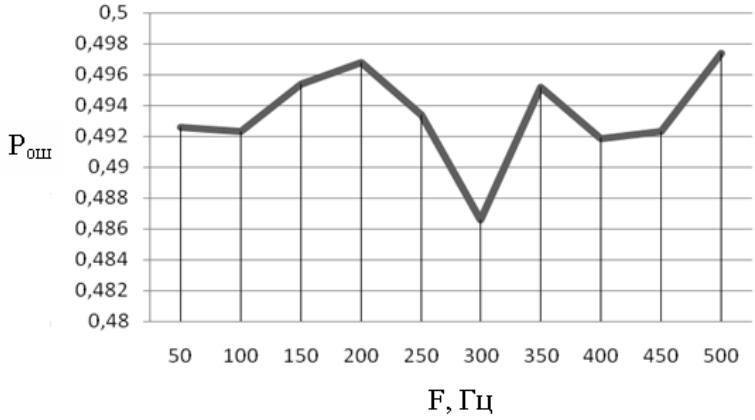


Рисунок 8. Зависимость вероятности ошибки от частоты при узкополосной помехе

Построим графики для импульсных помех, т.е. последовательно будем изменять вероятность импульсной помехи, и снимать показания на выходе модели, т.е. вероятность ошибки. Все данные приведены в таблице 3. По полученным значениям построим график зависимости вероятности ошибки от вероятности импульсной помехи (рисунок 8).

Таблица 3

P	$P_{ош}$	P	$P_{ош}$	P	$P_{ош}$	P	$P_{ош}$	P	$P_{ош}$
0	0	0,2	0,1004	0,4	0,1425	0,6	0,2092	0,8	0,4081
0,1	0,03637	0,3	0,08028	0,5	0,1976	0,7	0,2975	0,9	0,4439

Проведём исследование влияния перекрёстных помех на вероятность передачи информации по каналу связи. Появление перекрёстных помех обусловлено строением кабеля, предназначенного для передачи информации. В кабеле имеются разного рода наводимые ЭДС, они и выступают в качестве перекрёстных помех, т.е. влияние одного проводника на другой. Для этого будем изменять величину перекрёстных помех,

и снимать значения на регистраторе ошибок. Полученные значения сведены в таблицу 4. По полученным значениям построим график зависимости влияния перекрёстных помех на вероятность ошибки при приёме (рисунок 10).

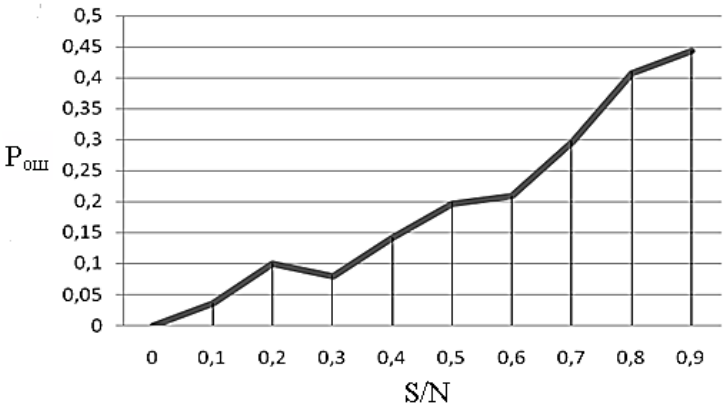


Рисунок 9. Зависимость вероятности ошибки от вероятности импульсной помехи

Таблица 4

S/N	$P_{ош}$	S/N	$P_{ош}$	S/N	$P_{ош}$	S/N	$P_{ош}$	S/N	$P_{ош}$
-50	0,4652	-30	0,4944	-10	0,5137	0	0,4773	10	0,1414
-40	0,4897	-20	0,4995	-5	0,5049	5	0,3856	20	0

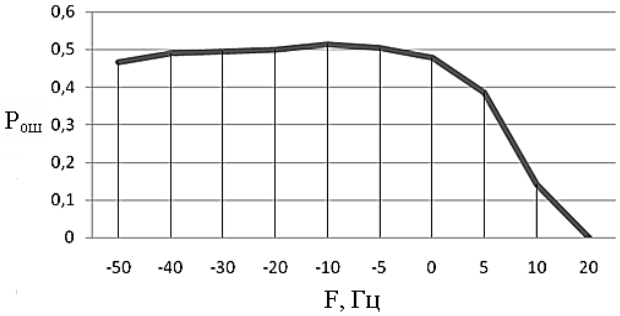


Рисунок 10. Зависимость влияния перекрёстных помех на вероятность ошибки

Вывод. Проанализировав все полученные результаты можно наблюдать, что модель не является линейной. Если аппроксимировать график представленный на рисунке 7 и 9, то исключением можно считать лишь эффект возникновения эхо-сигнала и импульсные помехи. Кстати, импульсные помехи ведут себя также как и в модели спутникового канала.

При исследовании узкополосных помех «провал» на графике, изображённом на рисунке 8 в области частоты 300 Гц, обусловлен тем, что диапазон передаваемых частот по проводному каналу составляет 300-3400 Гц, и на частоте 300 Гц, находится несущая частота.

Для перекрёстных помех, в области отрицательных значений вероятность ошибки практически одинакова, и начинает уменьшаться лишь после преодоления нулевого значения и перехода в положительную область. И далее уменьшается по линейному закону. Результаты работы могут быть полезны для проектирования различных устройств, использующих проводные каналы связи.

Литература

1. S. Galli, A. Scaglione, Z. Wang, For the Grid and Through the Grid: The Role of Power Line Communications in the Smart Grid, Proceedings of the IEEE 99 (6) (2011) 998–1027.
2. Tomasoni, R. Riva, S. Bellini, Spatial correlation analysis and model for in-home MIMO power line channels, in: 2012 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, IEEE, 2012, pp. 286–291
3. I.Ya. Lvovich, A.P. Preobrazhensky, O.N.Choporov Analysis of potential of error-correcting capabilities of codes Life Science Journal. 2013. V. 10. № 4. Pp. 830-834.

Контакты:
Преображенский Андрей Петрович, д.т.н., доцент, профессор Воронежского института высоких технологий, Komkovvivt@yandex.ru

SIMULATION OF A WIRED COMMUNICATION CHANNEL FOR VARIOUS TYPES OF NOISE

prof. Lvovich I.Ya.[1], prof. Preobrazhenskiy A.P.[2], prof. Choporov O.N.[2]

[1]Autonomous not-commercial educational organization of higher education Voronezh Institute of high technologies,
[2]Federal state budgetary educational institution of higher professional education Voronezh state technical University

In this paper, we construct a model of a wired communication channel. It is implemented on the basis of simulation modeling tools. The description of all blocks included in the model is given. The dependence of the magnitude of the echo signal on the probability of error is presented. The dependence of the frequency on the probability of error in narrowband interference is constructed. The dependence of the probability of error on the probability of impulse noise is given. The dependence of the effect of crosstalk on the probability of error is presented.

◆

ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ КОГНИТИВНОЙ МЕТАФОРЫ В СЕТЕВОМ ОБОРУДОВАНИИ ЦОД

асп. Меновщиков А.В.

Ульяновский государственный технический университет

Распространение облачных сервисов, рост динамического трафика и необходимость обработки и хранения в дата-центрах огромных объёмов информации приводит к созданию крупномасштабных центров обработки данных (ЦОД) [7]. При этом в последние годы развитие технологии интернета вещей и промышленного интернета вещей стимулирует строительство микро-ЦОДов. При этом возникает необходимость объединения микро-ЦОДа с крупным-ЦОДом в единый вычислительный комплекс с использованием высокоскоростных каналов связи.

В работе рассматриваются перспективы использования помехоустойчивого кодирования с применением когнитивной метафоры в сетевом оборудовании ЦОД.

Распространение облачных сервисов, рост динамического трафика и необходимость обработки и хранения в дата-центрах огромных объёмов информации приводит к созданию крупномасштабных центров обработки данных (ЦОД) [7]. К наиболее крупным дата-центрам относятся Switch SuperNAP, DuPont Fabros Technology, Range International Information Group.

При этом в последние годы развитие технологии интернета вещей и промышленного интернета вещей стимулирует строительство микро-ЦОДов [9]. Их создание позволяет проводить граничные вычисления (Edge computing), то есть первичную обработку данных в близи мест их генерации, и отправлять уже полезные данные в крупные дата-центры. Кроме того, можно выделить и другие цели для их создания:

- повышение катастрофоусточивости сети;
- наращивание производительности сети;
- организация распределенных сервисов;
- расширение возможности для миграции систем;
- географическое распределение локализованных сервисов

При этом возникает необходимость объединения микро-ЦОДа с крупным-ЦОДом в единый вычислительный комплекс с использованием высокоскоростных каналов связи.

Таким образом, формируются дополнительные требования к надежности и безопасности при хранении и передачи информации в дата-центрах, а также ее доступности за счет минимизации задержек на всех уровнях передачи.

Поиск оптимального решения для удовлетворения этих требований является нетривиальной многокритериальной задачей. При этом на стороне ЦОД можно выделить следующие возможные способы ее решения:

- внедрение новых сетевых архитектур;

- увеличение пропускной способности сетей, за счет модернизации имеющихся и внедрения новых сетевых технологий;
- использование высокопроизводительного и отказоустойчивого оборудования.

Традиционная (древовидная) архитектура сети ЦОДа представляет собой трехуровневую модель, состоящую из уровня доступа, уровня агрегирования и распределения и уровня ядра. К сожалению, данная структура имеет существенный минус, который проявляется при передаче трафика между отдельными физическими серверами. А именно, путь передачи пакетов данных вынужден проходить по всем трем уровням архитектуры, в результате чего увеличиваются задержки передачи за счет паразитного трафика, добавляемого к пакетам данных на каждом из уровней иерархии.

В настоящее время наблюдется переход от традиционной (древовидной) архитектуры сети к более эффективным топологиям (CLOS/ Leaf-Spine/ Collapsed) [8], что позволяет уменьшить количество уровней и оптимизировать пути передачи пакетов данных как на физическом уровне, так и с помощью различных технологий создания виртуальных сетей. При этом важно понимать, что несмотря на то, что технологии сетевой виртуализации могут работать поверх любой сети, но ее производительность, надежность и доступность в значительной степени зависят от работоспособности и параметров физической инфраструктуры (underlay).

На сегодняшний день самым эффективным решением для организации высокоскоростных каналов связи и передачи больших объемов данных являются волоконно-оптические линии связи (ВОЛС). Они могут использоваться не только для передачи данных на большие расстояния, но и при строительстве ЦОДов различных уровней.

Так, например, в IEEE 802.3bs [10] описаны следующие оптические интерфейсы для организации сетевой инфраструктуры ЦОДа (таблица 1):

Таблица 1.

Оптические интерфейсы в соответствии с IEEE 802.3 bs

Оптический интерфейс	Тип кодирования	Среда передачи	Число задействованных волокон	Дальность передачи	Скорость передачи по каждому волокну
200GBASE-DR4	200GBASE-R	SM	4	до 500 м	50 Гбит/с
200GBASE-FR4			4	до 2 км	
200GBASE-LR4			4 (WDM)	до 10 км	
400GBASE-SR16	400GBASE-R	MM	16	до 100 м	25 Гбит/с
400GBASE-DR4		SM	4	до 500 м	100 Гбит/с
400GBASE-FR8			8 (CWDM)	до 2 км	50 Гбит/с
400GBASE-LR8			8 (WDM)	до 10 км	50 Гбит/с

В основе передачи информации по волоконно-оптическим линиям связи с уплотнением по длинам волнам (WDM) лежит технология OTN (Optical transport network), которая описана в рекомендациях ITU-T G.709/Y.1331 [1]. В соответствии с данными рекомендациями оптические транспортные блоки (OTU) бывают двух типов: OTUk и OTUCn. При этом OTUk блок полностью стандартизирован и представляет собой кадр, состоящий из 4080 столбцов на 4 строках, передаваемый на базовых скоростях. В OTUk кадре выделено 256 столбцов для упреждающей коррекции ошибок (FEC). В качестве FEC используется код Рида-Соломона (255, 239). Для OTUCn блоков рекомендуется использовать 3824 столбцов на 4 строках с n чередованием, где n – степень отличия скорости передачи от базовой скорости. При этом FEC в OTUCn кадрах не входит в описание, что позволяет производителям оптического оборудования использовать наиболее эффективные алгоритмы.

В настоящее время проектирование, строительство и последующее обслуживание ЦОД любых уровней достаточно хорошо изучено. Но при этом, можно выделить следующие негативные факторы, которые все же имеют место:

- возникновение изгибов волокна: макроизгибы и микроизгибы;
- провисы, а как следствие растяжение волокна;
- скручивания волокон.

Кроме того, дополнительные затухания возникают в результате смещения сердцевин волокон и неравенства диаметров модовых пятен при соединении оптических волокон как сварным методом, так и с помощью соединительных разъемов.

В связи с этим в современных приемниках и передатчиках когерентных систем связи заложены возможности программной перестройки формата модуляции и избыточности [5]. Управление этими параметрами открывают перспективы для использования помехоустойчивого кодирования с применением когнитивной метафоры в сетевом оборудовании ЦОД. Работы в этом направлении ведутся рядом исследователей [2, 3, 4, 6].

Необходимость дальнейшего развития теории помехоустойчивого кодирования, разработка эффективных алгоритмов кодирования и декодирования позволят не только увеличить пропускную способность существующих когерентных систем связи, но и обеспечить необходимый технологический задел для их применения на сверхвысокоскоростных цифровых потоках

Литература

1. ITU-T G.709/Y.1331
2. Концепция когнитивной обработки данных в системе перестановочного декодирования недвоичного избыточного кода / Гладких А.А., Ал Тамими Т.Ф.Х. // Электросвязь. – № 9. – 2018, С. 69–74.
3. Математическая модель когнитивного перестановочного декодера / Гладких А.А., Овинников А.А., Тамразян Г.М. // Цифровая обработка сигналов. – 2019. – №1.–С.14-19
4. Методы согласования технологий когерентных сетей с системой прямой коррекции ошибок / Гладких А.А., Меновщиков А.В. // Информационно-измерительные и управляющие системы 2018, №11. – с.5-10;
5. Развитие волоконно-оптических информационных сетей DWDM-DCI / В. Конышев, О. Наний, В. Трещиков // Первая миля, 4 – 2019 г.
6. Anatoly GLADKIKH, Dmitry GANIN, Artyom MENOVSHCHIKOV, Sergey SHAKHTANOV, Maria SHIBAEVA / Permutational Cognitive Decoding of Nonbinary Redundant Codes and Their Statistical Characteristics // Journal of Mechatronics, Automation and Identification Technology - Vol. 4, 2019. - No.1. pp. 28 -33
7. Сайт cisko.com Электронный ресурс. https://www.cisco.com/c/ru_ru/about/press/press-releases/2018/02-08.html
8. Сайт Networkworld.com. Электронный ресурс. https://www.networkworld.com/article/ 2226122/clos-networks-what-s-old-is-new-again.html
9. Сайт researchandmarkets.com. Электронный ресурс https://www.researchandmarkets.com/ reports/4378023/micro-mobile-data-center-market-by-application
10. Сайт wikipedia.org. Электронный ресурс https://en.wikipedia.org/wiki/Terabit_Ethernet

PROSPECTS FOR THE USE OF ERROR-CORRECTING CODING WITH THE USE OF COGNITIVE METAPHORS IN THE NETWORK EQUIPMENT THE DATA CENTER

postgraduate student, A.V. Menovschikov

Ulyanovsk State Technical University

The spread of cloud services, the growth of dynamic traffic and the need to process and store huge amounts of information in data centers leads to the creation of large-scale data centers [7]. At the same time, in recent years, the development of Internet of things technology and the industrial Internet of things has stimulated the construction of micro-data centers. In this case, there is a need to combine micro-data centers with large-scale data centers in a single computer system using high-speed communication channels.

The paper considers the prospects of using error-correcting coding with the use of cognitive metaphors in the network equipment the data center.

КУБИЧЕСКИЙ СПЛАЙН ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ ДРОБНОЙ ЗАДЕРЖКИ

асп., Онучин В.А.

Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники»

В работе рассматривается метод компенсации дробной задержки сигналов на основе интерполяции кубическим сплайном. Представлен модифицированный расчет коэффициентов кубического сплайна с учетом постоянства шага узлов интерполяции. Приведены результаты имитационного моделирования относительной ошибки интерполяции от дробной задержки и от частоты периодического сигнала. Дана структурная схема фильтра для применения кубического сплайна. В заключении описан способ уменьшения вычислительных затрат при расчете коэффициентов интерполятора.

Понятие дробной задержки сигнала присутствует во многих сферах радиотехники, в частности, в системах тактовой синхронизации, при моделировании многолучевых каналов, а также в передискретизации сигналов. Для компенсации дробной задержки ранее было предложено несколько различных методов, самые популярные из них это – структура Фарроу на основе полиномов Лагранжа, использование sinc функции в качестве импульсной характеристики фильтра и использование полифазного фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ фильтра) [1, 2].

Использование полифазного КИХ фильтра позволяет достичь низкую среднеквадратичную ошибку интерполяции, однако ограничивает в выборе шага компенсации дробной задержки и вносит общую задержку пропорциональную длине фильтра. Использование sinc функции также позволяют достичь низкой среднеквадратичной ошибки интерполяции, вносит меньшую общую задержку в сравнении с полифазным КИХ фильтром, однако ограничивает в выборе шага компенсации дробной задержки и появляется необходимость хранить в памяти устройства интерполяции множество коэффициентов для фильтра с разным шагом задержки. Структура Фарроу на основе полиномов Лагранжа позволяет получить любую компенсацию дробной задержки, метод не требователен к памяти, но платой за это является точность интерполяции, которая зависит от степени полинома и количества узлов.

Целью данной работы является замена полиномов Лагранжа кубическим сплайном [3] для повышения точности интерполяции. Рассматривается точность интерполяции и количество требуемых узлов при различной частоте периодического сигнала.

Сигнал на выходе аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) можно представить как:

$$x_k = x(t) \cdot \delta\left(t - \frac{k}{F_s} - \varepsilon\right), \tag{1}$$

где $x(t)$ – аналоговый сигнал на входе АЦП; $\delta(t)$ – дельта функция Дирака; F_s – частота дискретизации; ε – случайная задержка входного сигнала, $0 < \varepsilon < 1/F_s$. Классический метод расчета кубического сплайна можно упростить так как шаг сетки постоянный (определяется частотой дискретизации АЦП).

Полином $k-го$ кубического сплайна представляется как:

$$P_k(\tau) = c_{1,k} + c_{2,k} \cdot \left(\tau - \frac{k}{F_s}\right) + c_{3,k} \cdot \left(\tau - \frac{k}{F_s}\right)^2 + c_{4,k} \cdot \left(\tau - \frac{k}{F_s}\right)^3, \tag{2}$$

где

$$c_{1,k} = x_k, \tag{3а}$$

$$c_{2,k} = s_k, \tag{3б}$$

$$c_{3,k} = \frac{\left(\frac{x_{k+1} - x_k}{1/F_s} - s_k\right)}{1/F_s} - c_{4,k} \cdot \frac{1}{F_s}, \tag{3в}$$

$$c_{4,k} = \frac{\left(s_k + s_{k+1} - 2 \cdot \frac{x_{k+1} - x_k}{1/F_s} \right)}{\left(1/F_s\right)^2}, \qquad (3г)$$

где s_k – неизвестные переменные. Учитывая, что $P''_{k-1}\left(k/F_s\right) = P''_k\left(k/F_s\right)$ или

$$2 \cdot c_{3,k-1} + 6 \cdot c_{4,k-1} \cdot \frac{1}{F_s} = 2 \cdot c_{3,k}. \qquad (4)$$

Преобразовав выражение (4) с учетом (3а-г), получим:

$$s_{k-1} + 4 \cdot s_i + s_{k+1} = 3 \cdot \left(x_{k+1} - x_{k-1} \right) \cdot F_s. \qquad (5)$$

Нетрудно заметить, что при фиксированной сетке интерполяции систему уравнений из (5) можно решить путем однократного расчета обратной матрицы коэффициентов, являющейся трехдиагональной.

Следует отметить, что не рекомендуется использовать первый и последний сплайн для интерполяции [3]. На рисунке 1 представлена структурная схема компенсации дробной задержки, где входной сигнал x_k поступает в линию задержки.

Моделирование проводилось при частоте дискретизации $F_s = 9{,}6\ кГц$ для сравнения результатов с другими известными методами компенсации дробной задержки [1]. Для оценки качества интерполяции использовалось измерение средней относительной погрешности интерполяции, определяемой как:

$$e = 20 \cdot \lg\left(\overline{\left| \frac{x_{k+\varepsilon} - \tilde{x}_{k+\varepsilon}}{x_{k+\varepsilon}} \right|} \right),$$

где $\tilde{x}_{k+\varepsilon}$ – интерполированная величина; $x_{k+\varepsilon}$ – истинное значение. На рисунках 2(а) и 2(б) представлены результаты имитационного моделирования при разном количестве узлов интерполяции, в качестве тестового сигнала использовался косинус на разной частоте. Увеличение узлов интерполяции заметно снижает погрешность интерполяции. Повышение частоты периодического сигнала увеличивает ошибку интерполяции, это связано с точностью расчета производных первого порядка (чем меньше шаг, тем выше точность).

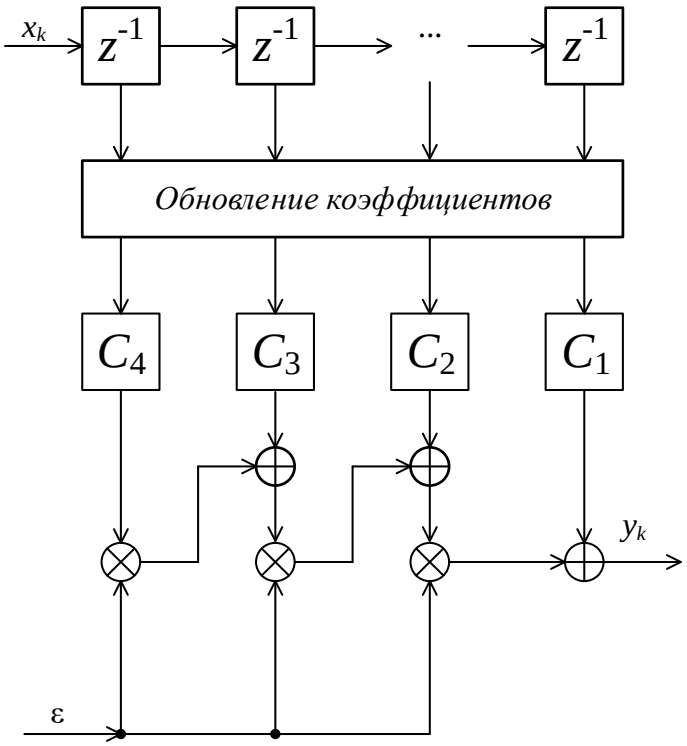


Рисунок 1 – Структурная схема компенсации дробной задержки

Предложенное решение при минимальном количестве узлов (пяти) позволяет обеспечить относительную погрешность интерполяции по уровню -3 *дБ* для частот до $f_{max} \le 3\ кГц$ при частоте дискретизации

$F_s = 9{,}6\ кГц$. Для увеличения значения f_{max} необходимо увеличивать количество узлов интерполяции, что также уменьшит относительную погрешность на границах.

Алгоритм также можно модифицировать, уменьшив количество выполняемых операций. Так при расчете коэффициентов достаточно принять частоту дискретизации равную единице и учитывать ее только при расчете ε.

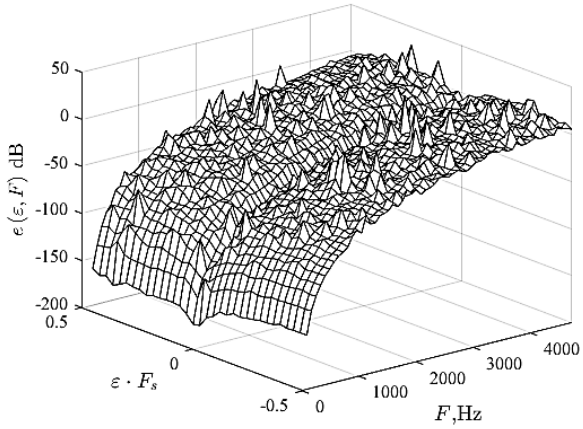


Рис 2(а) – Средняя погрешность интерполяции при 5 узлах интерполяции

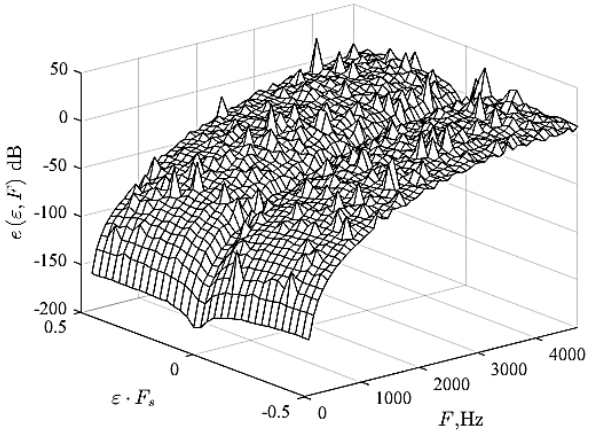


Рис 2(б) – Средняя погрешность интерполяции при 9 узлах интерполяции

Литература

1. Farrow, C. W. A continuously variable digital delay element / Circuits and Systems, IEEE International Symposium, volume 3, 1988. – p. 2641–2645.
2. Välimäki V., Laakso T.I. Fractional Delay Filters—Design and Applications (Chapter 20). In: Marvasti F. (eds) Nonuniform Sampling. Information Technology: Transmission, Processing, and Storage. – Springer, Boston, MA, 2001. – p. 104.
3. Boor, Carl de. A practical guide to splines. – revised edition. – Springer, 1978. – 350 p.

A CUBIC SPLINE TO COMPENSATE FRACTIONAL DELAY

Vadim A. ONUCHIN, PhD student

National Research University of Electronic Technology (MIET)

The paper considers a method to compensate for the fractional delay of signals based on cubic spline interpolation. Modification calculation of cubic spline coefficients is presented with account for fixed step interpolation nodes. The results of simulation modeling of relative error interpolation from fractional delay and the frequency of a periodic signal are demonstrated. The schematic of the cubic spline filter is given. In conclusion the method of reducing computation costs for interpolation coefficients is described.

СИСТЕМЫ СВЯЗИ С НЕОРТОГОНАЛЬНЫМИ ВРЕМЕННЫМИ КАНАЛЬНЫМИ ИНТЕРВАЛАМИ

асп . Петров С.В. , проф. Пахотин В.А., доц. Алещенко А.Н., доц. Молостова С.В.
Балтийский федеральный университет им И.Канта

Рассмотрена возможность увеличения скорости передачи данных в системах связи с временным разделением каналов. Рассмотрен новый вид фильтров: фильтры максимального правдоподобия. Они позволяют разделять радиоимпульсы с частичным наложением во времени и могут быть основой при разработке систем связи с неортогональными канальными интервалами. Приведены элементы теории , обосновывающих фильтрующие свойства указанных фильтров максимального правдоподобия. Приведена статистика

оценок амплитуд и фаз , получаемых на выходах трех фильтров максимального правдоподобия. При отношении сигнал/шум – 15 дБ среднеквадратичные отклонения амплитуд и фаз на выходе фильтров вполне удовлетворительные. Сделан вывод о возможности увеличения скорости передачи данных в 1.5 раза.

Введение. В настоящее время системы связи являются высокоэффективными радиотехническими комплексами, предназначенными для передачи информации /2,3/. Согласно теории скорость передачи, как в системах связи с частотным разделением каналов, так и в системах связи с временным разделением каналов, определяется теоремой Шеннона о пропускной способности каналов связи, зависящей от выделенной полосы частот. Для ее увеличения широко используется амплитудно-фазо-частотная модуляция, различные алгоритмы сжатия информации, повышение несущих частот, которое увеличивает количество каналов в системах связи. Однако к настоящему времени возможности увеличения скорости передачи данных в системах связи практически исчерпаны. В связи с этим в условиях острого дефицита частотных полос, исследования новых возможностей увеличения скорости передачи данных является важной и актуальной задачей.

В работах /4,5,6 / рассмотрена возможность создания систем связи с неортогональными несущими частотами. Они основаны на оригинальных частотных фильтрах максимального правдоподобия, которые могут разделять неортогональные по частоте радиоимпульсы. Спектры таких радиоимпульсов частично (с коэффициентом до 0.9) перекрываются. Системы связи с неортогональными по частоте несушими значительно увеличивают скорость передачи данных. В настоящей работе рассмотрена возможность создания систем связи с временным разделением каналов на основе неортогональности канальных интервалов во времени.

Основы теории.

Рассмотрим систему связи с временным разделением каналов. Ее структура показана на рисунке 1 /2,3/.

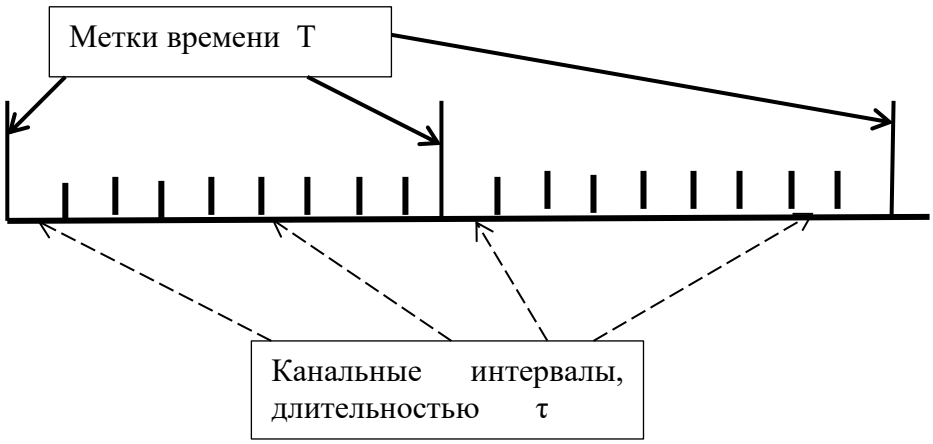


Рисунок 1. Структура системы связи с временным разделением каналов.

Интервал между метками времени T разбивается на N –интервалов, длительностью τ для создания N-временных каналов. В каждом канале информация представляется в виде радиоимпульса с комплексной амплитудой $\widehat{U}_n$. Длительность радиоимпульсов равна $\tau = \frac{1}{\Delta f}$. $\Delta f -$ ширина выделенной полосы частот в системе связи. Радиоимпульсы в соседних каналах являются ортогональными по времени (они представлены безвременного наложения). Скорость передачи информации в каждом канале такой системы связи будет равна

$$C = \Delta f log_2(N_U N_\varphi) \qquad (1)$$

Где N_U , N_φ – количество независимых состояний сигнала по амплитуде и по фазе при амплитудно-фазовой модуляции. Общая скорость передачи информации будет $C1 = NC$.

Рассмотрим систему связи с неортогональными по времени приема каналами. Рассматривается наиболее простая схема. Выделим из совокупности каналов два соседних канала и поместим в середине еще один канал (показан пунктирным прямоугольником с меньшей амплитудой , рисунок 2).

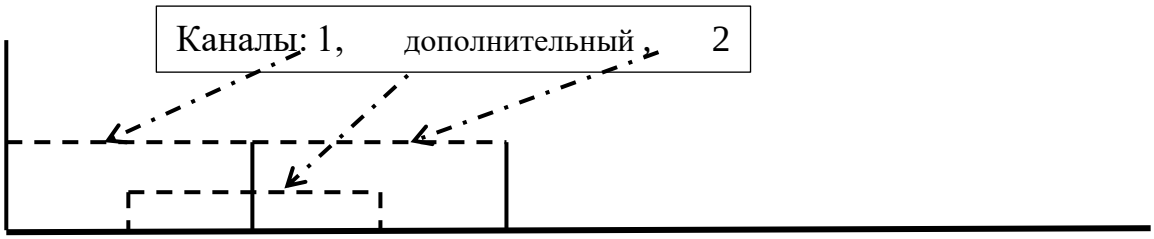


Рисунок 2. Фрагмент структуры системы связи с неортогональными по времени каналами.

Длительность радиоимпульсов и частот в этих трех выделенных каналах одинакова. Амплитуды и фазы в этих каналах произвольные . Следовательно возможна амплитудно- фазовая модуляция в каждом канале связи. Времена приема всех трех радиоимпульсов известны. Радиоимпульсы в первом и втором каналах ортогональны (без перекрытия). Радиоимпульсы в первом и дополнительном каналах, а также во втором и дополнительном каналах неортогональны. Основной задачей является оценка комплексных амплитуд во всех трех каналах. При решении этой задачи скорость передачи данных возрастает в 1.5 раза за счет дополнительных каналов.

Рассмотрим положения теории /1,5,6/. Запишем принятую реализацию в следующем виде.

$$\hat{Y}(t) = \hat{U}_1 \exp\left(i\omega(t - t_1)\right) + \hat{U}_д \exp\left(i\omega(t - (t_1 + \tau/2)\right) + \hat{U}_2 \exp\left(i\omega\big(t - (t_{1+}\tau)\big)\right) + \hat{U}_{ш}(t) \qquad (2)$$

Радиоимпульс первого канала имеет комплексную амплитуду $\hat{U}_1$ и расположен на интервале $t_1 \div t_1 + \tau$. Радиоимпульс дополнительного канала имеет комплексную амплитуду $\hat{U}_д$ и расположен на интервале $t_1 + \frac{\tau}{2} \div t_1 + 3\tau/2$. Радиоимпульс второго канала имеет комплексную амплитуду $\hat{U}_2$ и расположен на интервале $t_1 + \tau \div t_1 + 2\tau$.

Шумовая составляющая имеет нормальное распределение квадратурных компонент и интервал корреляции $\tau_к$. На рисунке 3 показано расположение на временной оси совокупности трех радиоимпульсов . Пунктирной, штрихпунктирной и точечной линией отмечено их взаимное расположение и амплитуды.

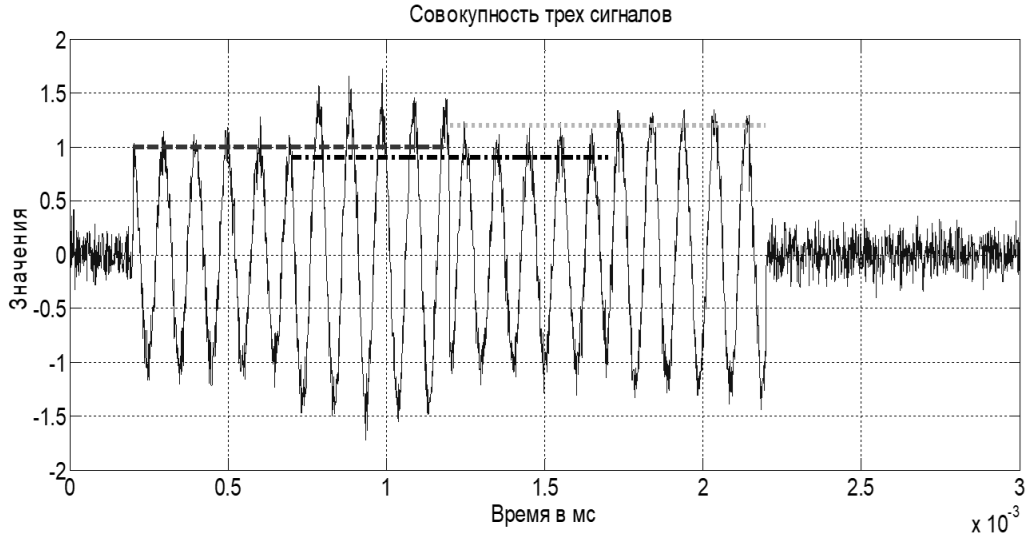


Рисунок 3. Совокупность трех радиоимпульсов.

На основании (2) запишем функционал правдоподобия.

$$\Delta\left(\acute{U}_1, \acute{U}_2, \acute{U}_д\right) = \int_{t_1}^{t_1+2\tau} \left|\hat{Y}(t) - \acute{U}_1 \exp\left(i\omega(t - t_1)\right) + \acute{U}_д \exp\left(i\omega(t - (t_1 + \tau/2)\right) + \acute{U}_2 \exp\left(i\omega\big(t - (t_1 + \tau)\big)\right)\right|^2 dt \qquad (3)$$

Штрихами отмечены оцениваемые комплексные амплитуды радиоимпульсов.

Дифференцируя (3) по комплексным амплитудам и приравнивая дифференциалы нулю, получит систему уравнений правдоподобия.

$$\int_{t_1}^{t_1+\tau} \hat{Y}(t) \exp\left(-i\omega(t - t_1)\right) dt = \acute{U}_1 \tau + \acute{U}_д \exp\left(-\frac{i\omega\tau}{2}\right)\tau/2 + 0 \qquad (4)$$

$$\int_{t_1+\tau/2}^{t_1+3\tau/4} \hat{Y}(t)\exp\left(-i\omega(t-t_1-\tau/2)\right)dt = \acute{U}_1\tau/2\exp\left(\frac{i\omega\tau}{2}\right) + \acute{U}_д\,\tau + \acute{U}_2\tau/2\exp\left(i\omega(-\tau/2)\right)$$

$$\int_{t_1+\tau}^{t_1+2\tau} \hat{Y}(t)\exp\left(-i\omega(t-t_1-\tau)\right)dt = 0 + \acute{U}_д\frac{\exp\left(\frac{i\omega\tau}{2}\right)\tau}{2} + \acute{U}_2\tau$$

В матричном виде уравнения правдоподобия можно записать следующим образом.

$$\bar{B} = \hat{A}\bar{U} \qquad (5)$$

$\bar{B} = \left(\int_{t_1}^{t_1+\tau} \hat{Y}(t)\exp\left(-i\omega(t-t_1)\right)dt, \int_{t_1+\tau/2}^{t_1+3\tau/4} \hat{Y}(t)\exp\left(-i\omega(t-t_1-\tau/2)\right)dt, \int_{t_1+\tau}^{t_1+2\tau} \hat{Y}(t)\exp\left(-i\omega(t-t_1-\tau)\right)dt\right)^T$ - левый вектор столбец.

$\hat{A} = \begin{pmatrix} 1, \frac{\exp\left(-\frac{i\omega\tau}{2}\right)}{2}, & 0 \\ \frac{\exp\left(\frac{i\omega\tau}{2}\right)}{2}, & 1 \quad \frac{\exp\left(-\frac{i\omega\tau}{2}\right)}{2} \\ 0\ , \frac{\exp\left(\frac{i\omega\tau}{2}\right)}{2}\ , & 1 \end{pmatrix}$ – корреляционная матрица.

$\bar{U} = (\acute{U}_1, \acute{U}_д, \acute{U}_2)^T$ -оцениваемый вектор комплексных амплитуд.

Решая матричное уравнение можно получить оцениваемый вектор комплексных амплитуд трех сигналов.

$$\hat{A}^{-1}\bar{B} = \bar{U} \qquad (6)$$

Таким образом, основная задача в системах связи с неортогональными по времени каналами оказывается решенной. Решение можно представить в виде схемы фильтрации трех фильтров максимального правдоподобия с соответствующими импульсными характеристиками H1, H2, H3, на выходах которых реализуются комплексные амплитуды U1, U2, U3.

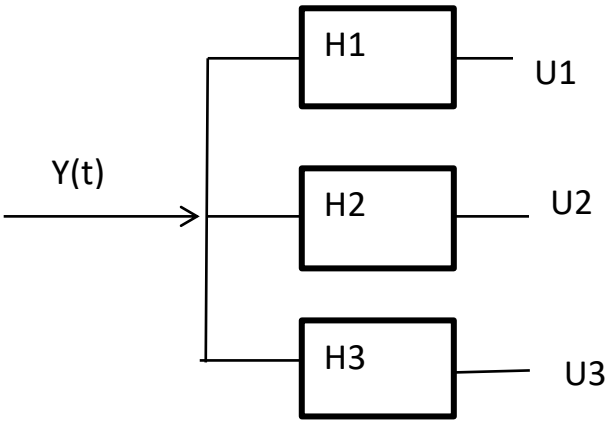


Рисунок 4. Схема разделения радиоимпульсов в трех временных каналах

Импульсные характеристики временных каналов можно определить по выражению (6), если положить правый вектор столбец, равным

$\overline{B1} = \left(\exp\left(-i\omega(t-t_1)\right), \exp\left(-i\omega(t-t_1-\tau/2)\right), \exp\left(-i\omega(t-t_1-\tau)\right)\right)^T$,

а вектор амплитуд заменить, на вектор импульсных характеристик.

$$\bar{H} = \left(\hat{H}_1, \hat{H}_2, \hat{H}_3\right)^T$$

$$\hat{A}^{-1}\overline{B1} = \bar{H} \qquad (7)$$

На рисунке 5 показана статистика амплитуд и фаз на выходе фильтров максимального правдоподобия. Прямоугольниками показаны истинные значения параметров радиоимпульсов. Отношение сигнал/шум равно -15 дБ.

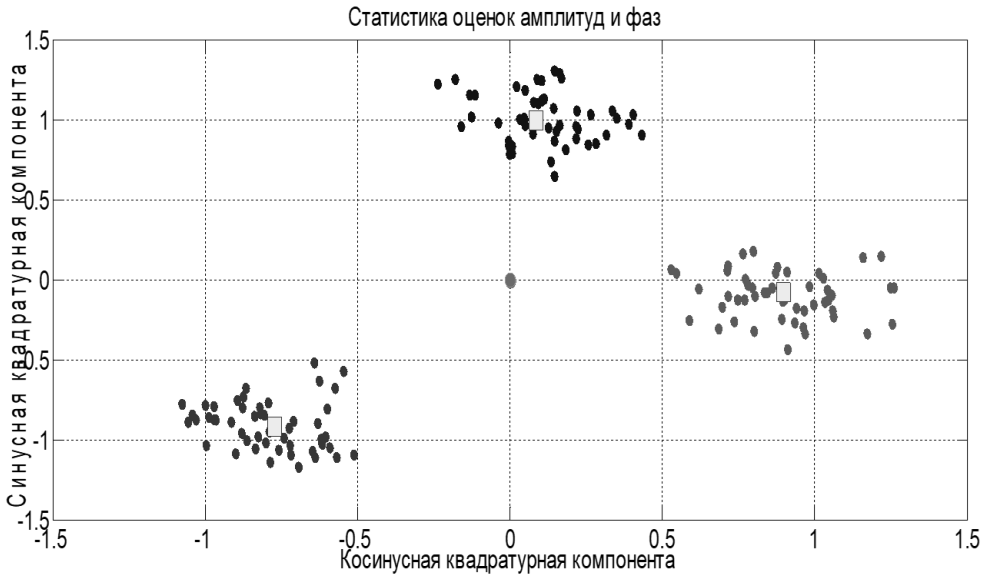


Рисунок.5. Статистика амплитуд и фаз на выходе фильтров максимального правдоподобия.

Таким образом, модельные расчеты подтверждают возможность амплитудно фазовой модуляции в системах связи с неортогональными во времени канальными интервалами.

Заключение.

В настоящей работе представлена новая возможность уплотнения каналов в системах связи с временным разделением каналов. В рассматриваемом варианте скорость передачи данных увеличивается в 1.5 раза .

Литература.

1. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.
2. Дж. Возенкрафт, И. Джекобс. Теоретические основы техники связи. Перевод с англ. Под ред. Р.Л. Добрушина. Изд. «Мир», Москва,1969, 640 с.
3. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Основы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учебн. пособие. – М.: Эхо Тренд, 2005. – 392 с
4. Слюсар В. И., Смоляр В. Г. Частотноеуплотненик каналов связи на основе сверхрелеквского разрешения сигналов. Радиоэлектроника. Изв. высш. учеб.за-ведений. 2003, №7, с. 30 – 39.
5. В.А. Пахотин, В.М. Анискевич . Частотное уплотнение каналов связи на основе неортогональных сигналов. Цифровая обработка сигналов и ее применение: сборник докладов 16-й Международной конференции и выставки. – Москва, 2014. – Вып. XVI – С. 296-300.
6. В.А. Пахотин, В.И. Строков, А.Н. Алещенко. Неортогональные сигналы в системах связи с частотным разделением каналов. «Радиолокация. Навигация. Связь»: сборник докладов 20-й международной научно-технической конференции. - Воронеж, НПФ «Саквоее», 2014. - с. 354.

COMMUNICATION SYSTEMS WITH NON-ORTHOGONAL TIME CHANNEL INTERVALS

grad. st. Petrov S.V., prof. Pakhotin V.A.,
ass prof. Aleshchenko A.N., ass. prof. Molostova S.V.

I.Kant Baltic Federal University

The possibility of increasing the data transfer rate in communication systems with time division of channels is considered. A new type of filter is considered: maximum likelihood filters. They allow you to separate the radio

pulses with a partial overlap in time and can be the basis for the development of communication systems with non-orthogonal channel intervals. Elements of a theory are given that substantiate the filtering properties of these filters of maximum likelihood. The statistics of estimates of amplitudes and phases obtained at the outputs of three filters of maximum likelihood are presented. With a signal-to-noise ratio of 15 dB, the standard deviations of the amplitudes and phases at the output of the filters are quite satisfactory. It is concluded that it is possible to increase the data transfer rate by 1.5 times

МЕТОД ФИЛЬТРАЦИИ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ КАЧЕСТВА ОЦЕНКИ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА

асп. Чан Тхи Хонг Тхам, инж. Прокопчук М.Н.,
д.т.н.,чл.-корр. РАН Дворкович А.В.

Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)

Рассмотрен метод оценки многолучевого канала. Оценка канала зависит от величины отношения «сигнал-шум». Для уменьшения влияния шума предложен способ фильтрации во временной области на основе дискретного косинусного преобразования (ДКП), который повышает качество результатов, полученных с помощью рассмотренного метода. Моделирование проводилось с использованием параметров квазистатических многолучевых каналов. Показано улучшение качества оценки канала при использовании предложенного метода фильтрации.

Введение

В настоящей работе был рассмотрен и улучшен метод предложенный в [1]. В основе этого метода лежит теория потенциальной помехоустойчивости Котельникова [2]. В предыдущей работе [3] мы рассмотрели применимость метода для квазистатических каналов, а также предложили изменения, повышающие качество его работы.

При моделировании с использованием параметров канала с замираниями должны быть выполнены условия корректной работы алгоритма оценки, такие как расположение пилотов в определенном диапазоне, соответствие расстояния между пилотами первоначальным требованиям алгоритма [3]. Однако при неравных уровнях сигнала между сигналом данных и пилотным сигналом конечный результат оценки не так хорош, как ожидалось теоретически. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) канала и оценка частотной характеристики не совпадают.

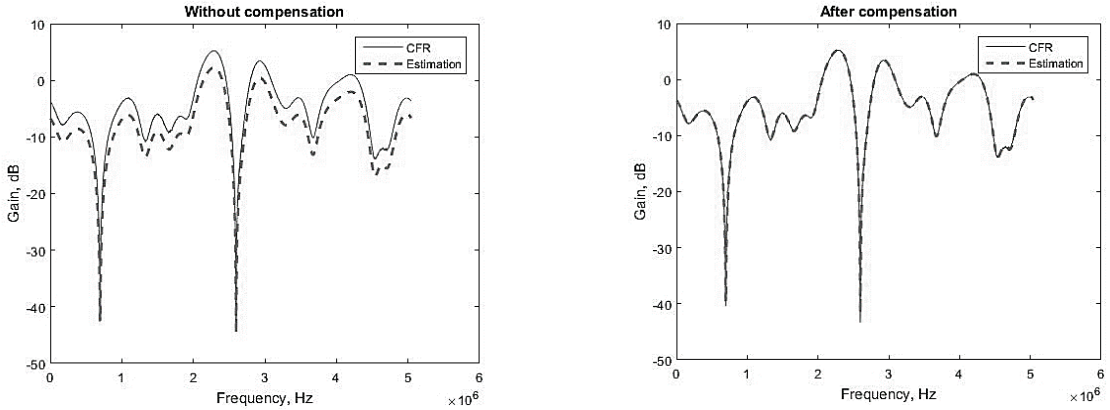
Другая проблема метода [1,3] заключается в том, что результаты оценки сильно зависят от SNR. Мы предлагаем двухмерный эквалайзер, объединяющий фильтрацию пилотов во временной области [4,5] и новый метод оценки частотной характеристики канала, основанный на [1].

Нормировка оценки канальной характеристики

Чтобы компенсировать разницу, нами была введена нормировка оценки, которая зависит от амплитуды пилотных несущих. В качестве параметров, описывающих влияние квазистационарных каналов, были использованы значения задержек прихода лучей, а также их коэффициенты ослабления, представленные в [6]. Результаты моделирования с параметрами, приведенными в таблице 1, представлены на рисунке 1.

Таблица 1

Количество пилотных несущих	Отношение «сигнал-шум», дБ	Модель канала
28	50	«Rural», скорость движения передатчика 60 km/h



(a) (b)

Рисунок 1: Частотная характеристика канала до и после компенсации

Результаты моделирования показывают, что оценка после компенсации полностью совпадает с реальной частотной характеристикой канала. Таким образом, метод может быть применен к каналам с эффектом замирания.

Предлагаемый метод фильтрации во временной области

Матрицу значений принятых пилотных сигналов можно представить в виде:

$$\hat{V}(n,k) = Y(n,k) + N(n,k) \quad (1)$$

$$\hat{V}(l) = \hat{V}(n(l), fix) \quad (2)$$

где $Y(n,k)$ – значение переданного модуляционного символа на *k*-ой несущей *n*-ого OFDM-символа; $N(n,k)$ – отсчеты аддитивного белого гауссовского шума, $\hat{V}_T(l)$ - компонента вектора принятых пилотов во временном направлении для фиксированного частотного индекса *k = fix*;

Производится прямое ДКП оценок (1) и формируются частотные отсчеты для каждой пилотной несущей $\hat{v}_T(r)$:

$$\hat{v}_T(r) = c_T(r).\sum_{l=0}^{N_T} \hat{V}_T(l).\cos\left(\frac{(2.l+1).\pi.r}{2.N_T}\right); r, l = 0,1,2,\dots, N_T - 1. \quad (3)$$

где r – индекс отсчета; N_T – количество переданных пилотных несущих, $c_T(r) = \frac{1}{\sqrt{N_T}}$ при $r = 0$, $c_T(r) = \frac{2}{\sqrt{N_T}}$ при $r \neq 0$ – весовые коэффициенты ДКП.

Используя свойство уплотнения энергии ДКП, полученный спектр сигнала оценок канальной характеристики, состоящий из множества отсчетов $\hat{v}_T(r)$, можно разделить на две части (см. рисунок 2): низкочастотные отсчеты, содержащие спектр $\xi_T(r)$ канальной характеристики, и высокочастотные шумовые отсчеты $\eta_T(r)$:

$$\hat{v}_T(r) = \begin{cases} \xi_T(r) + \eta_T(r), & r \le R_T \\ \eta_T(r), & r > R_T \end{cases} \quad (4)$$

где: R_T - граница спектра канальной характеристики во временном направлении.

Шум $\eta_T(r)$, вызванный ошибками оценки канальной характеристики, равномерно распределен в области.

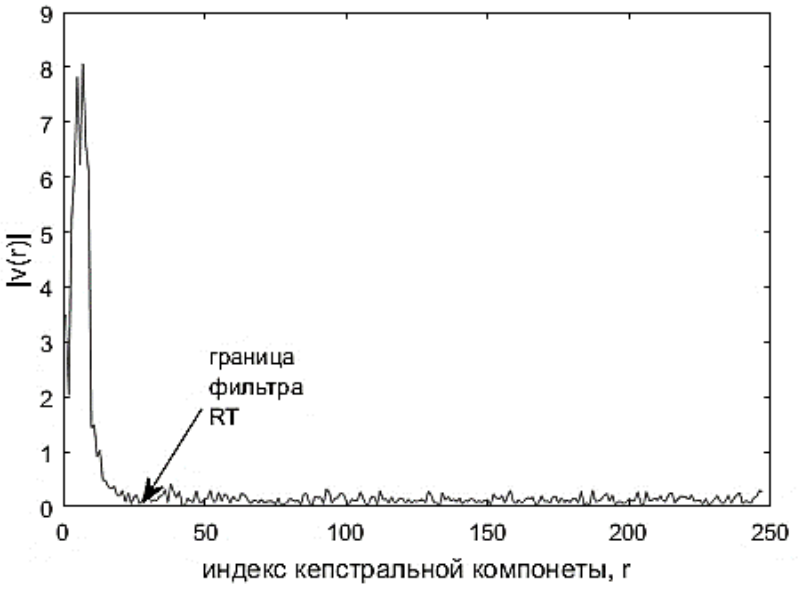


Рисунок 2: Спектр канальной характеристики во временной области

Фильтрация шума производится посредством добавления нулевых отсчетов вместо отсчётов в высокочастотной области:

$$\tilde{v}_T(r) = \hat{v}_T(r).w_T(r) \quad (5)$$

где: $w_T(r) = \begin{cases} 1, & r \le \tilde{R}_T \\ 0, & r > \tilde{R}_T \end{cases}$ – функция адаптивного фильтра ($\tilde{R}_T$ - границаполосы пропускания фильтра оценок канальной характеристики во временном направлении).

Для осуществления передискретизации производится добавление необходимого числа ($N\text{-}N_T$) нулевых отсчетов:

$$\tilde{v}_T(r) = \begin{cases} \tilde{v}_T(r), & r = 0, \dots N_T - 1, \\ 0, & r = N_T, \dots, N-1 \end{cases} \quad (6)$$

И вычисление обратного ДКП:

$$\tilde{V}(n) = \sum_{r=0}^{N_T-1} c_T(r).\tilde{v}_T(r).cos\left(\left(\frac{2.n+\frac{N}{N_T}}{2.N}\right).\pi.r\right), n = 0, \dots, N-1 \quad (7)$$

Используя матрицу отфильтрованных пилотов $\tilde{V}(n)$ для оценки из [1,3], мы получаем лучшую оцененную импульсную характеристику канала, поскольку фильтрация уже уменьшила шумовой эффект.

Результаты моделирования

Рэлеевские замирания, обусловленные интерференцией достаточно большого числа рассеянных сигналов и сильным ослаблением прямого сигнала, являются наиболее глубокими и приводят к значительным ошибкам при передаче информации. Для того, чтобы продемонстрировать эффективность предложенного метода была использована модель канала «Urban» [6] со скоростью движения передатчика 60 км/ч. На рисунке 3 показано, что в случае квазистационарного канала вероятность битовой ошибки снижается при использовании предложенного двухмерного эквалайзера по сравнению с одномерным эквалайзером, описанным в [1,3]. На рисунке 3: awgn – канал с аддитивным гауссовским шумом, urban-60-no-filter – квазистационарный канал, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) которого оценивалась эквалайзером из [3], urban-60 – квазистационарный канал, АЧХ которого оценивалась эквалайзером с фильтрацией во временной области.

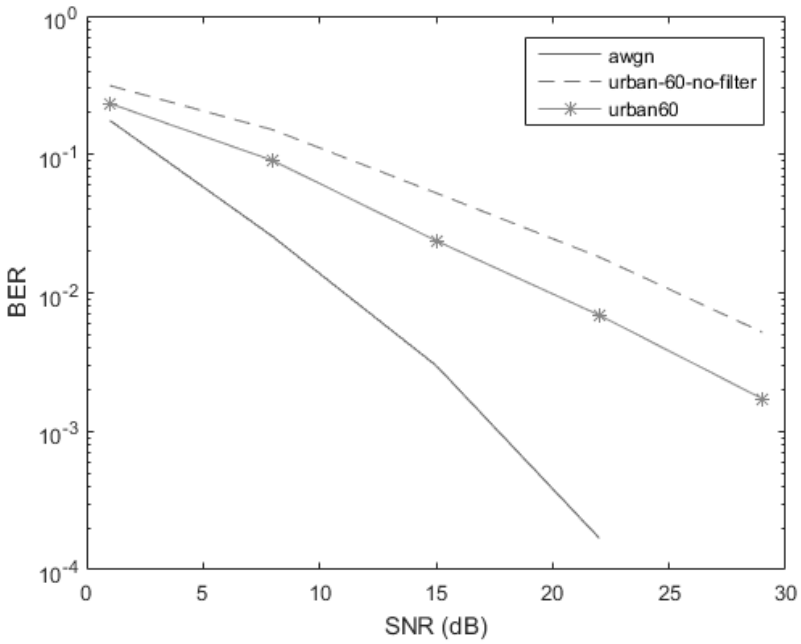


Рисунок 3: Зависимость коэффициента битовых ошибок (BER) от отношения «сигнал-шум» (SNR).

Заключение

Метод фильтрации во временной области уменьшает влияние шума, что положительно сказывается на качестве оценки, с помощью метода, рассмотренного в [3]. Как следствие величина BER уменьшается. Что повышает привлекательность данного двухмерного эквалайзера в применении как для широкополосного цифрового приемника, так и для измерительной аппаратуры.

Литература

1. Быховский М.А., Метод определения параметров многолучевого канала связи // Электросвязь. 2010. № 3. С. 46-49
2. Котельников В.А., Теория потенциальной помехоустойчивости. М.: Госэнергоиздат, 1956. 152 с.
3. Tran Thi Hong Tham, Mikhail N. Prokopchuk, Alexander V. Dvorkovich, Study of channel response estimation method based on theory of optimum noise immunity // 2019 Sixth International Conference on Engineering and Telecommunication - EnT 2019, (in print)
4. Yen-Hui Yeh, Sau-Gee Chen, IEEE Communications Society, 2004, DCT-based channel estimation for OFDM systems
5. Способ совместной оценки канала связи и мягкой демодуляции для COFDM-сигналов и устройство для его реализации // Патент России № 2658335 20.06.2018 Бюл. № 17 / Митягин К. С., Левченко А. С.
6. Digital Radio Mondiale (DRM), ETSI System Specification ES 201 980 V4.1.2, April 2017.

TIME DOMAIN FILTERING METHOD TO IMPROVE THE QUALITY OF MULTIPATH CHANNEL ESTIMATION

Postgraduate Student Tran T.H. Tham, Engineer Prokopchuk M.N.,
Dr.Eng.Sc, Corr. Member of RAS Dvokovich A.V.

Moscow Institute of physics and technology (national research university)

A method for evaluating a multipath channel is considered. Channel estimation depends on the value of the signal-to-noise ratio. To reduce the influence of noise, a method of filtering in the time domain based on a discrete cosine transform (DCT) is proposed, which improves the quality of the results of the considered method. The simulation was performed using the parameters of quasi-static multipath channels. It is shown that the quality of the channel estimation is improved when using the proposed filtering method.

ОБ ЭФФЕКТИВНОСТИ МОДУЛЯЦИИ НА ОСНОВЕ ТРЕХМЕРНОЙ СИМПЛЕКС РЕШЕТКИ

д.т.н., проф., Путилин А. Н., к.т.н., Шаптала В. С.

ПАО "Информационные телекоммуникационные технологии"

Рассматривается сигнальное созвездие на основе трехмерной симплекс решетки, которое может быть представлено как последовательность комплексных символов. Предложен способ демодуляции, основанный на максимально правдоподобном восстановлении точки в трехмерном пространстве. Представлены результаты моделирования помехоустойчивости модуляции в канале с аддитивным белым Гауссовским шумом при использовании различного количества канальных символов. Проведено сравнение трехмерной симплекс модуляции с фазовой и квадратурно-амплитудной модуляцией. Определены границы применимости сигнального созвездия, его достоинства и недостатки.

Ключевые слова: модуляция, сигнальное созвездие, симплекс решетка, помехоустойчивость.

В системах связи очень важно выбрать правильный тип модуляции, особенно это имеет значение в коротковолновом радиодиапазоне. Здесь имеет место многолучевое распространение сигнала, возможны высокие уровни аддитивного белого гауссовского шума. Прием таких сигналов требует использования помехоустойчивых видов модуляции, одной из которых является модуляция на основе трехмерной симплекс решетки. Доклад объединяет и уточняет результаты, описанные в [1-4].

В отличие от квадратурно-амплитудной и фазовой модуляции сигнально-кодовая конструкция рассматриваемой модуляции является трехмерной, что требует модификации алгоритмов формирования и приёма сигналов по сравнению с используемыми в обычных системах радиосвязи. Одним из вариантов является использование проекций трехмерного сигнального созвездия на двумерную плоскость. Эту трансформацию удобно выполнить, используя аффинные преобразования.

Описан алгоритм перехода от трехмерной кубической решетки к двумерному гексагональному созвездию. Существуют возможность построения четырёх независимых двумерных гексагональных созвездий, каждое из которых может быть описано синфазной и квадратурной составляющей сигнала. Используя эти составляющие легко использовать существующее телекоммуникационное оборудование для передачи и приема сигнала.

Восстановление принятой точки происходит в трехмерной кубической решетке. Возможно использование двух, трех или четырех проекций. На приеме необходимо сравнить фазу принятого сигнала с опорным колебанием, поэтому система называется когерентной.

Модулятор и демодулятор реализованы в системе инженерных и научных вычислений – MATLAB. В демодуляторе используется способ, основанный на максимально правдоподобном восстановлении точки в трехмерном пространстве. Этот способ обладает высокой вычислительной сложностью, но его легко программировать с использованием метода полного перебора. Алгоритм демодуляции визуализирован с использованием встроенных функций для работы с 3D графикой.

Для тестирования модуляции на основе трехмерной симплекс решетки используются встроенные в MATLAB модели каналов связи. Представлены результаты моделирования помехоустойчивости модуляции в канале с аддитивным белым гауссовским шумом при использовании различного количества двумерных проекций. Проведено сравнение рассматриваемой модуляции с фазовой и квадратурно-амплитудной модуляцией.

Важным результатом исследования является высокая помехоустойчивость рассматриваемой модуляции. Фактически она можно обеспечивает увеличение евклидова расстояния между точками сигнального созвездия исключая при этом размножение ошибок.

Литература

1. Путилин А.Н., Шаптала В.С. Иерархическое манипуляционное кодирование для сигнально-кодовой конструкции на основе трехмерной симплекс-решётки // Техника средств связи. 2019. №1. С. 164-169.
2. Путилин А.Н., Шаптала В.С. Моделирование эффективности сигнально-кодовой конструкции на основе трехмерной симплекс решетки // Сборник трудов всероссийской научно-технической конференции «Перспективы развития и совершенствования АСУ РВСН – принципы и технологии», Королев, 2017 г.
3. Путилин А. Н., Волкова А. В. Сигнально-кодовая конструкция на основе трёхмерной симплекс решётки // 12-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение» («DSPA-2010»). М, 2010.
4. Путилин А. Н. Радиосистемы с множественным доступом/ Под ред. Чуднова А. М. - СПб.: ВАС, 1998. – 148 с.

ABOUT EFFICIENCY OF MODULATION BASED ON A THREE-DIMENSIONAL SIMPLEX TRELLIS

Doctor of technical Sciences, professor Putilin A.
Ph.D. in communications, Shaptala V.

PJSC “Information telecommunication technologies”

This report presents a signal constellation based on a three-dimensional simplex trellis, which could be used as a sequence of complex symbols. A demodulation method based on the most plausible reconstruction of a point in three-dimensional space is proposed. The bit error rate of various modulation order over an additive white Gaussian noise channel are presented. The simplex-trellis modulation is compared with the phase and quadrature-amplitude modulation. The advantages and disadvantages of a modulation are defined.

Keywords: modulation, signal constellation, simplex trellis, bit error rate.

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ МЯГКИХ РЕШЕНИЙ В СИСТЕМЕ ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

асп. Саид Б.А.С.

Ульяновский государственный технический университет

Характерной чертой информационной эры является бурное развитие коммуникаций — одной из составляющих инфраструктуры информационных технологий. В условиях возросшей потребности в обеспечении надежного канала связи как в сфере построения глобальных информационных сетей, так и в области промышленной автоматизации возникла необходимость поиска альтернативных технологий передачи данных взамен традиционных, основанных на медном кабеле. Эта альтернатива — волоконно-оптическая линия связи (ВОЛС), которая позволяет передавать информацию с существенно более высокими скоростями по сравнению с медным кабелем, невосприимчива к электромагнитному излучению и имеет вполне приемлемые для большинства применений стоимостные показатели в пересчете на канал. Информационный канал при этом содержит оптический излучатель, приемник и среду передачи информации — оптическое волокно. Толчком к интенсивному развитию волоконно-оптических линий связи послужило решение ряда технологических проблем, связанных с получением качественного оптического волокна, и достижения в области полупроводниковых лазеров. Безусловно, одним из моментов, способствующих продвижению ВОЛС, явилось развитие цифровых методов передачи информации. Не секрет, что оптоволокно нашло широкое применение при построении сетей как на гражданском транспорте, так и в военной технике.

В связи с ростом объемов передаваемой информации потребность в увеличении скорости передачи информации растет на всех уровнях, начиная с локальных сетей и соединений между компьютерами и заканчивая дальними транспортными сетями, охватывающими всю планету. В сетях дальней связи задача увеличения пропускной способности волоконно-оптических линий связи при сохранении дальности

безрегенерационной передачи информации стоит наиболее остро. Для ее решения во всем мире на смену традиционных систем с канальной скоростью 10 Гбит/с приходят оптические системы с канальными скоростями 40 и 100 Гбит/с. Когерентные системы связи позволяют использовать все 4 степени свободы электромагнитного поля: амплитуду и фазу в каждой из двух поляризаций. Это позволяет передавать 4 символа на каждый символ. Таким образом, переход к когерентному детектированию в новом поколении систем связи позволяет увеличить объем передаваемой информации, используя спектральное и поляризационное уплотнение каналов, а также спектрально эффективные форматы модуляции.

На данный момент применение одномодовых оптических волокон составляет 15%, а многомодовых оптических волокон составляют 75%. Применение многомодовых оптических волокон позволяет сократить затраты на активное оборудование, и на электроэнергию и охлаждение. Простота монтажа коннекторов является еще одним существенным фактором для крупных компаний, где имеют место частые изменения в топологии сети. Важно и то, что многомодовые оптические коннекторы менее требованы к чистоте торцов. При наличии даже незначительных их загрязнений уровень сигнала у одномодовых коннекторов может существенно снизиться, в то время как для многомодовых аналогов потери мощности в таких случаях обычно намного меньше.

Сравнивая различные типы оптических волокон, заключаем, что многомодовые оптические волокна продолжают оставаться экономически более эффективным решением по сравнению с одномодовыми оптическим волокнами для относительно коротких расстояний передачи. Хотя цена ММ ОВ и выше, однако более низкая стоимость приобретения и обслуживания активного оптического оборудования перекрывает разницу в стоимости кабеля. Одномодовые приемопередатчики продолжают стоить дороже многомодовых, в зависимости от скорости передачи в 1,5-5 раз. С развитием высокоскоростных оптоэлектронных технологий и увеличением объемов производства сокращается как абсолютная цена, так и разница между стоимостью оборудования двух видов. Тем не менее цена одономодового активного оборудования традиционно остается более высокой по сравнению с многомодовым оборудованием с аналогичными характеристиками. К тому же многомодовые приемопередатчики потребляют меньшую мощность электропитания по сравнению с одномодовыи, что является важным фактором при оценке затрат.

Одним из известных технических приемов является четырехуровневая амплитудно-импульсная модуляция (PAM-4 - four-level pulse amplitude modulation) - более сложный вид модуляции в сравнении с простой бинарной амплитудной манипуляцией. В случае PAM-4 можно передавать удвоенное количество информации за один период времени за счет использования четырех уровней сигнала. PAM-4 будет включена в новые редакции известных стандартов Ethernet и Fiber Channel, а также в соглашения MSA и в рекомендации для производителей оборудования по повышению скорости передачи данных. Такая технология обеспечивает передачу 50 Гбит/с с современными лазерами 25Гбод/с, но с увлечением быстродействия лазеров будет возможно дальнейшее увлечение скорости передачи.

Конечно, усложнение приводит к удорожанию. В случае PAM-4 для уверенного распознавания четырех уровней требуется более сложный приемник, чем при передаче с амплитудной манипуляцией. Требования к сложности приемника могут быть снижены путем использования технологий по борьбе с искажениями сигнала (например применение прямой коррекции ошибок)

При этом определенный интерес вызывают задачи, которые не были поставлены и решены в известных работах из данной предметной области.

Во-первых, не ясно каково должно быть соотношение между числом информационных разрядов k и числом избыточных разрядов $r = n - k$, где n – длина кодового вектора. Это важно с точки зрения трансформации некоторой текущей перестановки в случаях образования такой комбинации нумераторов ранжированных символов из числа $\overline{n}$, которые приводят к появлению невырожденных матриц и которые необходимо рационально менять за счет символов из числа r[3].

Во-вторых, известно, что множество допустимых перестановок для произвольного двоичного кода $\{M_R\}$ всегда меньше множества $\{M_F\}$ перестановок, приводящих к вырожденным матрицам. Другими словами, условие $\{M_R\} > \{M_F\}$ говорит о том, что при перестановочном декодировании (ПД) в процедуре декодирования целесообразно осуществлять проверку принадлежности некоторого переставленного вектора V_{pem} к множеству $\{M_F\}$. Это потенциально обеспечит уменьшение времени обработки данных в декодере и существенно сократит разрыв по времени между условиями $V_{pem} \in \{M_R\}$ и $V_{pem} \in \{M_F\}$, характерным для известных схем перестановочного декодирования, что снизит риски проведения тайминговых атак на систему обмена данными.

Приведенные выше условия имеют между собой противоречивую связь. С одной стороны, уменьшение избыточности снижает эффективность перестановочного декодирования, поскольку снижается объем данных, направленных на замену ненадежных символов. С другой стороны, увеличение избыточности

расширяет множество $\{M_F\}$, что затрудняет его определение, лексикографическую организацию и хранение в когнитивной карте декодера.

При использовании мягких методов декодирования энергетический выигрыш кода оценивается выражением $D_S = 10\lg(Rd_{min})$дБ, где R – относительная скорость кода, а d_{min} – метрика Хэмминга. Предположим, что в некоторой системе управления команды достижения целевой функции передаются короткими блоками, при этом для обеспечения требуемого уровня достоверности осуществляется простой повтор данных. Тогда $k = r$, $n = 2k$ и $R = 0{,}5$. Легко заметить, что в системе с жесткими решениями выигрыш $D_s = 0$, поскольку d_{min} и декодер не в состоянии исправлять ошибки. Однако в системе с мягкими решениями $\lambda_i = \overline{0{,}7}$ за счет учета разницы указанных значений при сравнении символов одноименных позиций, предпочтение может быть отдано символу с большей оценкой надежности, что равносильно увеличению d_{min} на единицу. Оценим вариации энергетического выигрыша при изменении параметра k. Пусть код является максимально декодируемым кодов, у которого $d_{min} = n - k + 1$, тогда, подставляя это выражение в выражение для D_s, получаем энергетический выигрыш в оценки вида: $D_{max} = 10\lg(k - k^2/n + k/n)$дБ. Пусть вновь $k = r$, упрощая выражение D_{max}, получаем:

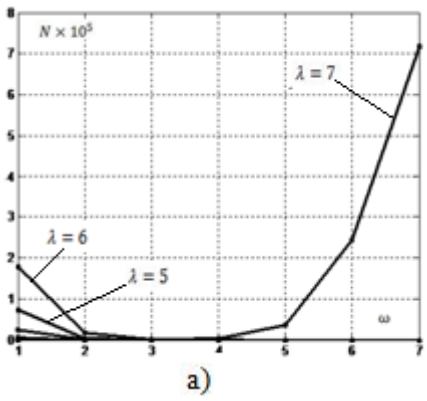
$$D_{max}(k) = 10\lg\left(\frac{k+1}{2}\right). \quad (1)$$

Выражение (1) демонстрирует, что при $k = 1$ энергетический выигрыш кода равен нулю, а под знаком логарифма находится линейная функция, которая монотонно возрастает по мере увеличения аргумента k и экстремум невозможен. Следовательно, оптимальным соотношением для k и r является их равенство, тогда для каждого символа из kсуществует ему замена из r. Переход к помехоустойчивому кодированию неизбежно приводит к соотношению вида $k > r$ за счет появления алгебраических зависимостей. В этом случае при $k >> r$ эффективность ПД снижается. Результаты имитационного моделирования процесса формирования ИМР при изменении значений параметра ρ для кодовых векторов различных длин показаны на рисунках с 1 по 3.

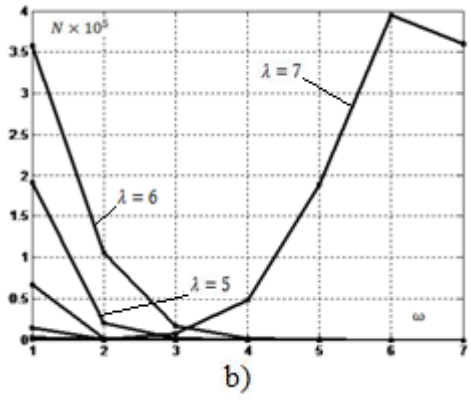
На приведенных рисунках параметр ω указывает на долю конкретной оценки $\lambda_i = \overline{0{,}7}$ в векторе длиной $n = 35$ за весь интервал испытания. Анализ результатов моделирования показывает, что максимум для оценки $\lambda_i = 7$ по мере увеличения параметра ρ смещается влево, но максимум распределения лучших оценок всегда больше половины длины кодового вектора. Это говорит о повышении потенциальной эффективности ПД и соответствует объективной реальности. В ходе единичного эксперимента интервал испытания включал в себя не менее 10^6 комбинаций, передававшихся по каналу связи с аддитивным белым гауссовским шумом. ὼ

$$\lambda_i = \left\| \frac{\lambda_{\max}}{\rho\sqrt{E}} \times z_i \right\|$$

где λ_i-максимальный индекс надежности; ρ - интервал стирания; $\sqrt{E}$ - математическое ожидание уровня принятого символа; а z_i - уровень сигнала после воздействия на него аддитивной помехи.. Анализ рисунков показывает, что предложенный метод формирования ИМР достаточно прост и не содержит сведений о дисперсии помехи, что выгодно отличает предложенный способ от метода формирования подобных оценок за счет отношения правдоподобия.



a)



b)

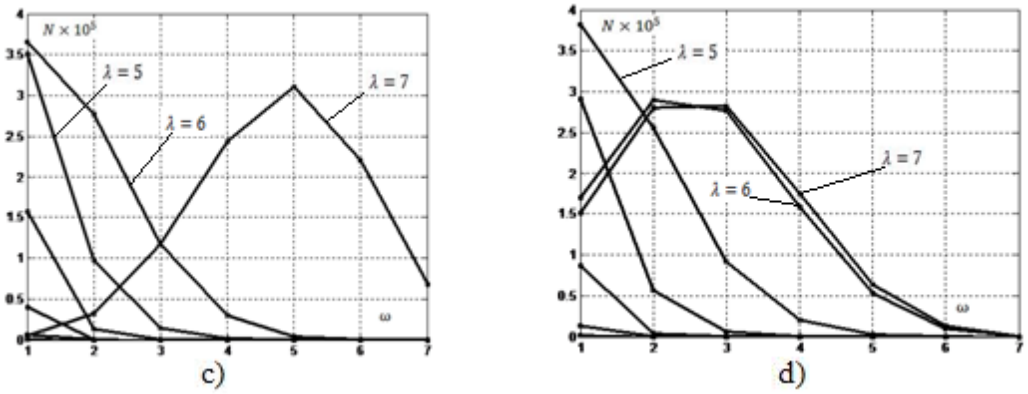


Рисунок 1. Частота появления ИМР в кодовом векторе длины $n = 7$, где a) $\rho = 0.6$; b) $\rho = 0.7$; c) $\rho = 0.8$; d) $\rho = 0.9$

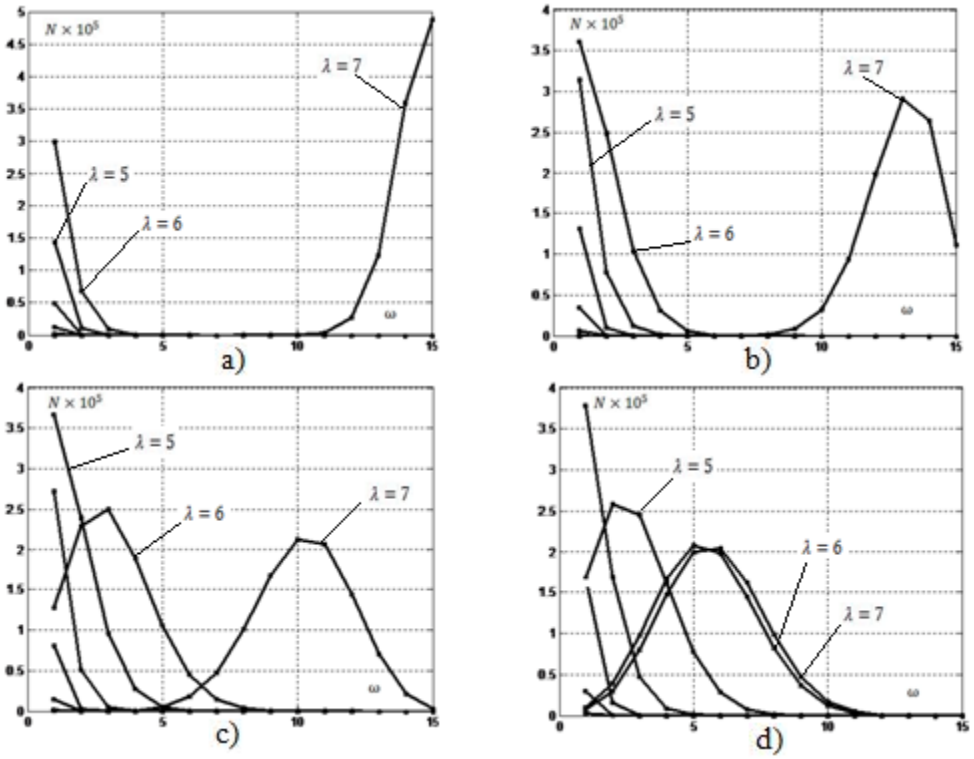
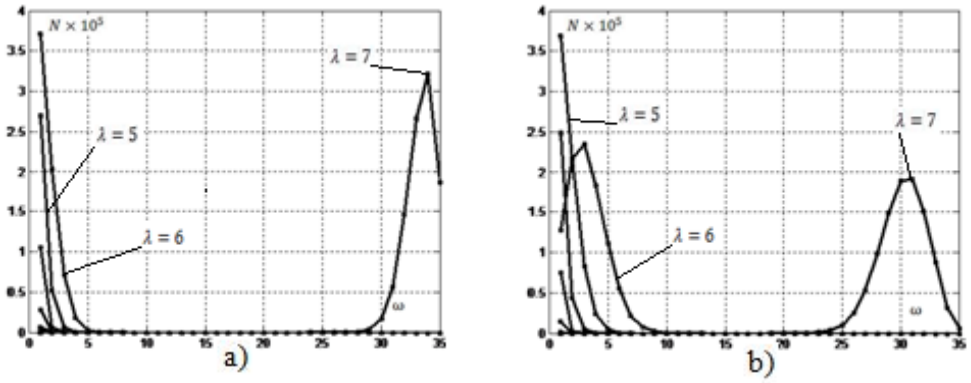


Рисунок 2. Частота появления ИМР в кодовом векторе длины $n = 15$, где a) $\rho = 0.6$; b) $\rho = 0.7$; c) $\rho = 0.8$; d) $\rho = 0.9$



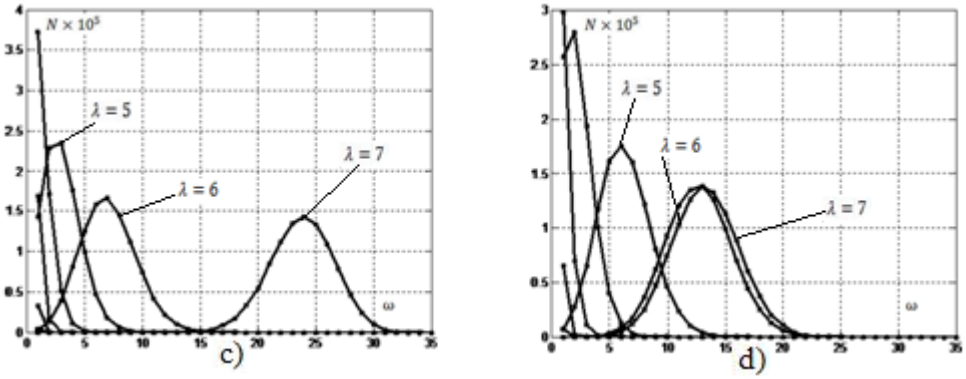


Рисунок 3. Частота появления ИМР в кодовом векторе длины $n = 35$, где a) $\rho = 0.6$; b) $\rho = 0.7$; c) $\rho = 0.8$; d) $\rho = 0.9$

Таким образом, увеличение интервала стирания ρ приведет к смещению максимума оценки и требуется совместное использование оценок, чтобы обеспечить хотя бы половину таких оценок относительно длины кодовой комбинации. Уменьшение зоны неопределенности, как следует из рисунков с 1 по 3, обеспечивает достаточное количество оценок для реализации перестановочного декодирования. Однако остается открытым вопрос о достоверности таких оценок.

Принципиально в системе каскадного кодирования на внутренней ступени обработки данных могут быть использованы как блоковые коды, так и непрерывные коды. В связи с повышением требований к согласованию высоких скоростей поступления данных на вход приемника цифровых оптических сигналов и их последующей обработки в декодере выдвигают на первый план именно блоковые коды. Непрерывные коды при их декодировании классическими методами требуют накопления определённого объема данных и последовательного просмотра данных в прямом и обратном направлениях. При этом исправление ошибок происходит на обратном движении декодера по принятому кортежу данных. Из-за неравномерности временных интервалов указанной процедуры (очевидно при наличии ошибок временной интервал обратного хода декодера будет отличен от подобного интервала при их отсутствии) требуются определенные усилий по синхронизации внутренних и внешних декодеров в каскадной схеме, задержке по времени принятия решений в декодере недвоичного кода и необходимой организации системы буферных устройств. С учетом перспектив использования помехоустойчивых кодов в системе постквантовой криптографии неравномерные характеристики по времени декодирования данных открывают возможности для организации таймминговых атак на систему передачи данных. Все это говорит в пользу применения блоковых кодов, для которых выравнивание временных интервалов декодирования кодовых векторов является вполне реализуемой процедурой [1-4].

Перестановочное декодирование является разновидностью мягкого декодирования блоковых кодов, что обеспечивает дополнительный энергетический выигрыш в системах внутриобъектовых сетей, строящихся на безе многомодовых оптических волокон. Применение в таких системах сложных видов модуляции способно вдвое повысить пропускную способность таких сетей, но при этом требует опережающей защиты данных от ошибок. Система ПД позволяет решить эту задачу наиболее простым путем, поскольку допускает использование передовых методов когнитивной обработки сигналов. Использование принципа стирающего канала связи обеспечивает достаточно простое решение формирования ИМР. Формирование подобных оценок является необходимым условием реализации метода ПД.

Литература

1. Гладких А.А. Перестановочное декодирование как инструмент повышения энергетической эффективности систем обмена данными / Электросвязь. – № 8. – 2017, С. 52–56.
2. Гладких А.А., Ал Тамими Т.Ф.Х. Концепция когнитивной обработки данных в системе перестановочного декодирования недвоичного избыточного кода / Электросвязь. – № 9. – 2018, С. 69–74.
3. Гладких А.А., Наместников С.М., Пчелин Н.А. Эффективное перестановочное декодирование двоичных блоковых избыточных кодов / Автоматизация процессов управления. – 1 (47), 2017, С. 67 – 74.

4. Гладких А.А., Пчелин Н.А., Шахтанов С.В. Минимизация объема памяти когнитивной карты декодера в системе поиска эквивалентных кодов / Радиотехника. № 6. – 2018, С.38 – 41.
5. Саид Б.А.С. Оценка эффективного метода перестановочного декодирования двоичных избыточных кодов/ Проблемы техники и технологий телекоммуникаций ПТиТТ-2019.Том №1, с. 184-185.

METHOD FOR FORMING SOFT DECISIONS IN A SYSTEM OF OPTICAL LINKS

graduate student, Saeed B.A.S.

Ulyanovsk State Technical University (UlSTU)

A characteristic feature of the information era is the rapid development of communications - one of the components of the infrastructure of information technology. In the context of the increased need for a reliable communication channel both in the field of building global information networks and in the field of industrial automation, it became necessary to search for alternative data transfer technologies to replace traditional ones based on copper cable. This alternative is a fiber-optic communication line (FOCL), which allows information to be transmitted at significantly higher speeds compared to a copper cable, is immune to electromagnetic radiation, and has cost parameters per channel that are quite acceptable for most applications. The information channel in this case contains an optical emitter, a receiver, and an information transmission medium — an optical fiber. The impetus for the intensive development of fiber-optic communication lines was the solution of a number of technological problems associated with obtaining high-quality optical fiber, and advances in the field of semiconductor lasers. Of course, one of the points contributing to the promotion of fiber optic links was the development of digital methods for transmitting information. It is no secret that fiber has found wide application in building networks both in civilian transport and in military equipment.

МНОГОЧАСТОТНЫЙ ЦИФРОВОЙ МОДЕМ С УЗКОПОЛОСНЫМИ ОПТИМАЛЬНЫМИ СИГНАЛАМИ И ПОВЫШЕННОЙ СПЕКТРАЛЬНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТЬЮ

проф. Санников В.Г., проф. Волчков В.П.

Московский технический университет связи и информатики

Разработан новый цифровой модем в системе передачи данных с многочастотной модуляцией и узкополосными оптимальными финитными сигналами, не вызывающих межсимвольной интерференции в канале связи. С целью повышения спектральной эффективности системы введена трехэтапная модель ортогонализации канальных сигналов. Для повышения энергетической эффективности системы в канальных модемах реализованы: метод формирования комбинированных комплексных оптимальных финитных сигналов по Адамару и метод пространственно-временного кодирования по Аламоути. Анализ спектрально-энергетической эффективности системы показывает преимущество нового модема по сравнению с известными стандартными модемами.

Введение

Развитие современных цифровых телекоммуникационных систем передачи (ЦСП) различных сообщений: речи, видео, данных и т.д., предполагает повышение их эффективности и помехоустойчивости, приближающихся к теоретически достижимым пределам за счет практической реализации сложных методов обработки сигналов [1,2]. В условиях естественного частотно-ограниченного канала связи (КС) и высоких скоростях передачи данных основными препятствиями повышения эффективности ЦСП являются шумы наблюдения и эффект межсимвольной интерференции (МСИ) [3].

В зависимости от вида передаваемых сообщений применяют ЦСП с широкополосными и узкополосными поднесущими [4-6].

В настоящее время широкую известность получила технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением широкополосных поднесущих (OFDM) [4], широко используемую в современных стандартах поколения 4G. К основным недостаткам этого направления относятся: неэффективное

использование символьного интервала, часть из которого отводится на защитный интервал и оконный интервал; невозможность оптимизации формы символа; при искажениях амплитуд символов широкополосные поднесущие теряют ортогональность, что приводит к необходимости применения довольно сложных эквалайзеров, вносящих энергетические потери; сложность приёма в целом на основе алгоритма Витерби и приближенная оценка помехоустойчивости передачи данных.

В настоящее время все чаще предлагается использовать многочастотную модуляцию (МЧМ) с узкополосными поднесущими; в англоязычной терминологии – это метод MCM (Multi-Carrier Modulations) или метод DMT (Diskrete Multi Tone) [5,6]. К достоинствам этого направления относятся: большая помехозащищенность; возможность оптимизации формы символов под характеристики узкополосных фильтров модема и не вызывающих на их выходах МСИ; применении простого посимвольного приема на оптимальные согласованные фильтры (СФ) и точная оценка помехоустойчивости передачи данных.

Приведенные характеристики ЦСП с МЧМ и узкополосными сигналами обусловили повышенный интерес к ним различных исследователей и в частности авторов данной работы [7-11]. Поэтому задача разработки новых МЧМ модемов с узкополосными сигналами и повышенной спектрально-энергетической эффективностью является актуальным направлением в развитии современных технологий поколения 5G и выше.

Объект исследования

Объектом исследования является многоканальная ЦСП с МЧМ и узкополосными сигналами [1]. Здесь в **модуляторах** каждого из каналов двоичные данные преобразуются в символы квадратурной амплитудной модуляции (КАМ), которые управляют параметрами канальных гармонических колебаний на частотах $\omega_1, \omega_2, ..., \omega_N$, вырабатываемых формирователем сетки частот. На выходах полосовых фильтров (ПФ) передачи формируются узкополосные сигналы $s_n(t),\ n=\overline{1,N}$, а после их уплотнения образуется групповой сигнал $s(t)=\sum_{n=1}^{N} s_n(t)$. В **демодуляторах** из группового сигнала выделяются канальные сигналы путем ПФ приема и синхронных детекторов (СД).

Недостаток данной организации ЦСП в наличии межканальных искажений (МКИ) и межсимвольной интерференции (МСИ) на выходах ПФ передачи и приема.

В работах авторов [7-9] с целью повышения спектрально-энергетической эффективности ЦСП с МЧМ предложены структурные схемы индивидуальных модемов на основе скалярных оптимальных финитных сигналов (СОФС), принципиально не вызывающих МСИ в канале связи при фиксированном уровне МКИ.

В данной работе разработана новая структурная схема индивидуального модема в ЦСП с МЧМ. Повышение спектральной эффективности ЦСП достигается путем использования трех ортогональных процедур обработки комплексных ОФС (КОФС). Повышение энергетической эффективности осуществляется за счет ортогонального по Адамару преобразования КОФС и применении пространственно-временного кодирования КОФС по Аламоути [1].

Работа и основные соотношения нового модулятора

В каждом *n*-ом индивидуальном модеме ЦСП с МЧМ двоичное сообщение $a_n(t_k)=a_{n,k},\ k=0,1,2,...,\ n=\overline{1,N}$, в виде «быстрого» потока импульсов, принимающих на длительности $T_N=NT_b$ значения «0», либо «1», где T_b длительность бита, в **демультиплексоре** на длительности символа T_s разбивается на два равных полуинтервала $T_A=T_B=T_s/2=4T_N\log_2 M$, где $M=2^m$ - число уровней сигнала амплитудной манипуляции (МАМ). Затем блоки по m бит образуют 8 «медленных» *M*-ичных потоков прямоугольных импульсов с амплитудами

$$A_{l,k}=(2i^A-1-M)d,\ \text{и}\ B_{l,k}=(2i^B-1-M)d,\ l,k=1,2,\ i^A=\sum_{v=0}^{m-1}\alpha_{i,v}2^v, \qquad (1)$$

где $\{\alpha_{i,v}\}$ - двоичные символы, $2d$ - энергетическая база сигнала МАМ [2].

В модуляторе проводится обработка этих данных с учетом ряда ортогональных процедур: первая образуется за счет перехода от двух скалярных ОФС к одному комплексному ОФС; вторая реализуется за счет использования двух, не перекрывающихся по времени полуинтервалов; третья получается путем использования двух ортогональных поднесущих $\sqrt{2}\cos\omega_n t$ и $\sqrt{2}\sin\omega_n t$. Перейдем к сигналам в различных сечениях модулятора.

Комплексные ОФС принимают вид

$$\dot{y}_1^A(t) = A_{11}y(t) + jA_{12}y_\perp(t),\ \dot{y}_2^A(t) = A_{21}y(t) + jA_{22}y_\perp(t),\quad \dot{y}_1^B(t) = B_{11}y(t) + jB_{12}y_\perp(t),\ \dot{y}_2^B(t) = B_{21}y(t) + jB_{22}y_\perp(t). \quad (2)$$

Здесь $y(t)$ и $y_\perp(t)$ - взаимно ортогональные скалярные ОФС$_1$ и ОФС$_2$, синтезируемые по критерию максимума отношения сигнал/шум в центре полуинтервала $T_s/2$ и принципиально не вызывающие МСИ на выходах ПФ. В работе [10] синтезированы ОФС для ПФ Баттерворта.

Для повышения энергетической эффективности модема два сигнала в (2) преобразуются по Адамару в два комбинированных КОФС вида

$$\dot{y}_+^A(t) = \dot{y}_1^A(t) + \dot{y}_2^A(t),\ \dot{y}_-^A(t) = \dot{y}_1^A(t) - \dot{y}_2^A(t);\quad \dot{y}_+^B(t) = \dot{y}_1^B(t) + \dot{y}_2^B(t),\ \dot{y}_-^B(t) = \dot{y}_1^B(t) - \dot{y}_2^B(t). \quad (3)$$

Далее на основе пространственно-временного кодирования (ПВК) по правилу Аламоути [1] с учетом (2) формируются матричные КОФС следующие вида

$$\begin{bmatrix}\dot{\mathbf{y}}_1^A(t)\\ \dot{\mathbf{y}}_2^A(t)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\dot{y}_+^A(t), & -\dot{y}_-^{*A}(t)\\ \dot{y}_-^A(t), & \dot{y}_+^{*A}(t)\end{bmatrix},\quad \begin{bmatrix}\dot{\mathbf{y}}_1^B(t)\\ \dot{\mathbf{y}}_2^B(t)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\dot{y}_+^B(t), & -\dot{y}_-^{*B}(t)\\ \dot{y}_-^B(t), & \dot{y}_+^{*B}(t)\end{bmatrix}, \quad (4)$$

Здесь * - знак комплексного сопряжения. КОФС в (4) представляют собой низкочастотные сигналы, согласованные с характеристиками низкочастотного эквивалента ПФ. Для передачи их по высокочастотному КС формируются модулированные сигналы вида

$$\dot{\mathbf{s}}_1(t) = \dot{\mathbf{y}}_1^A(t)\sqrt{2}\cos\omega_n t + \dot{\mathbf{y}}_1^B(t)\sqrt{2}\sin\omega_n t,\quad \dot{\mathbf{s}}_2(t) = \dot{\mathbf{y}}_2^A(t)\sqrt{2}\cos\omega_n t + \dot{\mathbf{y}}_2^B(t)\sqrt{2}\sin\omega_n t. \quad (5)$$

Работа и основные соотношения нового демодулятора

На вход демодулятора воздействует зашумленный комплексный сигнал $\dot{\mathbf{z}}(t)$

$$\dot{\mathbf{z}}(t) = \dot{H}_1(t)\dot{\mathbf{s}}_1(t) + \dot{H}_2(t)\dot{\mathbf{s}}_2(t) + \dot{\xi}(t), \quad (6)$$

где $\dot{H}_1(t)$ и $\dot{H}_2(t)$ - комплексные замирания в высокочастотном КС, огибающие которых $\dot{h}_i$, $i = 1,2$, полагаем постоянными на последовательных символьных интервалах.

В (6) $\dot{\xi}(t)$ - комплексный, аддитивный, белый гауссовский шум наблюдения (АБГШ).

Прием сигналов в демодуляторе осуществляется на синхронные детекторы (СД) [1]. Полагая, что на приеме используется идеальная синхронизация, вначале рассмотрим работу **демодулятора** без учета шума наблюдения. Для восстановления передаваемых низкочастотных КОФС в синхронных детекторах (СД) на основе гармонических поднесущих в синфазном и квадратурном каналах, с учетом обнуления составляющих на удвоенных частотах, формируются комплексные вектор-функции наблюдаемых сигналов в синфазном $\dot{\mathbf{z}}_c(t)$ и квадратурном $\dot{\mathbf{z}}_s(t)$ каналах

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{z}}_c(t) &= \sqrt{2}\int[\dot{H}_1\dot{\mathbf{s}}_1(t) + \dot{H}_2\dot{\mathbf{s}}_2(t)]\cos(\omega_n t)dt = \dot{h}_1\dot{\mathbf{y}}_1^A(t) + \dot{h}_2\dot{\mathbf{y}}_2^A(t) = [\dot{z}_{c,1}(t), \dot{z}_{c,2}(t)],\\ \dot{\mathbf{z}}_s(t) &= \sqrt{2}\int[\dot{H}_1\dot{\mathbf{s}}_1(t) + \dot{H}_2\dot{\mathbf{s}}_2(t)]\sin(\omega_n t)dt = \dot{h}_1\dot{\mathbf{y}}_1^B(t) + \dot{h}_2\dot{\mathbf{y}}_2^B(t) = [\dot{z}_{s,1}(t), \dot{z}_{s,2}(t)].\end{aligned} \quad (7)$$

В результате перехода от последовательного к параллельному представлению в (7) имеем

$$\begin{bmatrix}\dot{z}_{c,1}(t)\\ \dot{z}_{c,2}(t)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\dot{h}_1 & \dot{h}_2\\ \dot{h}_2^* & -\dot{h}_1^*\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\dot{y}_+^A(t)\\ \dot{y}_-^A(t)\end{bmatrix} = \dot{\mathbf{H}}\cdot\dot{\mathbf{y}}^A(t),\quad \begin{bmatrix}\dot{z}_{s,1}(t)\\ \dot{z}_{s,2}(t)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\dot{h}_1 & \dot{h}_2\\ \dot{h}_2^* & -\dot{h}_1^*\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\dot{y}_+^B(t)\\ \dot{y}_-^B(t)\end{bmatrix} = \dot{\mathbf{H}}\cdot\dot{\mathbf{y}}^B(t). \quad (8)$$

где $\dot{\mathbf{H}}$ комплексная матрица огибающих замираний КС со свойством ортогональности вида

$$\dot{\mathbf{H}}^H\dot{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix}\dot{h}_1^* & \dot{h}_2\\ \dot{h}_2^* & -\dot{h}_1\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\dot{h}_1 & \dot{h}_2\\ \dot{h}_2^* & -\dot{h}_1^*\end{bmatrix} = (h_1^2 + h_2^2)\mathbf{1}_{2\times 2}, \quad (9)$$

где ^{H} - знак сопряжения по Эрмиту, $\mathbf{1}_{2\times 2}$ - единичная матрица.

Соотношения (8) и (9) являются основой пространственно-временного декодирования (ПВД). На выходах блоков ПВД восстанавливаются комплексные ОФС вида

$$\dot{y}_+^A(t) = \frac{\dot{h}_1^*\dot{z}_{c,1}(t) + \dot{h}_2\dot{z}_{c,2}(t)}{(h_1^2 + h_2^2)},\ \dot{y}_-^A(t) = \frac{\dot{h}_2^*\dot{z}_{c,1}(t) - \dot{h}_1\dot{z}_{c,2}(t)}{(h_1^2 + h_2^2)};\quad \dot{y}_+^B(t) = \frac{\dot{h}_1^*\dot{z}_{s,1}(t) + \dot{h}_2\dot{z}_{s,2}(t)}{(h_1^2 + h_2^2)},\ \dot{y}_-^B(t) = \frac{\dot{h}_2^*\dot{z}_{s,1}(t) - \dot{h}_1\dot{z}_{s,2}(t)}{(h_1^2 + h_2^2)}. \quad (10)$$

Применяя теперь к векторному выходу блока ПВД (с учетом (9)) обратное преобразование Адамара, восстанавливаются комплексные ОФС: $2\dot{y}_1^A(t), 2\dot{y}_2^A(t)$ и $2\dot{y}_1^B(t), 2\dot{y}_2^B(t)$. Выделяя их реальные и мнимые части, формируются сигналы: $2\,\mathrm{Re}\,\dot{y}_1^A(t), 2\,\mathrm{Im}\,\dot{y}_1^A(t)$, $2\,\mathrm{Re}\,\dot{y}_2^A(t), 2\,\mathrm{Im}\,\dot{y}_2^A(t)$, $2\,\mathrm{Re}\,\dot{y}_1^B(t), 2\,\mathrm{Im}\,\dot{y}_1^B(t)$, $2\,\mathrm{Re}\,\dot{y}_2^B(t), 2\,\mathrm{Im}\,\dot{y}_2^B(t)$. Пропуская эти сигналы через соответствующие согласованные фильтры СФ$_1$ и СФ$_2$, в моменты максимума на их выходах восстанавливаются символы $2(A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22})$ и $2(B_{11}, B_{12}, B_{21}, B_{22})$ сигналов МАМ. После их двоичного кодирования восстанавливаются $\{\alpha_{\mu,\nu}\}$ - двоичные символы, которые заполняют память

мультиплексора. После последовательного опроса мультиплексора на его выходе формируется передаваемое двоичное сообщение n-ого канала: $a_n(t_k) = a_{n,k}$, $k = 0,1,2,..., n = \overline{1,N}$.

Особенности приема ОФС с учетом шума наблюдения

При учете модели КС (6) и наличии шумов наблюдения в соотношениях в (10) к точным копиям КОФС добавляются низкочастотные эквиваленты шумов в синфазном $\dot{\xi}_{c,i}, i = 1,2$, и $\dot{\xi}_{s,i}, i = 1,2$, в квадратурном каналах демодулятора. Полагая, что они взаимно некоррелированы и с равными мощностями, показано, что мощности погрешностей оценок в (10) одинаковы и равны: $P^{\circ} = P_{\xi} / (h_1^2 + h_2^2)$, где P_{ξ} - мощность АБГШ в полосе частот ОФС. При этом отношение мощности ОФС P_y к мощности погрешности оценки P° (ОСШ) на входах СФ, а также выигрыш по ОСШ от использования ПВК и ПВД, соответственно равны

$$\rho^{\circ} = P_y / P^{\circ} = 2(h_1^2 + h_2^2) P_y / P_{\xi} = 2(h_1^2 + h_2^2)\rho_{\xi}, \quad k_{\rho} = \rho^{\circ} / \rho_{\xi} = 2(h_1^2 + h_2^2). \tag{11}$$

Спектрально-энергетическая эффективность ЦСП с МЧМ

В работе дается расчет показателей: спектральной $\eta_F = V_b / F_{KS}$ (бит/с/Гц) и энергетической $\eta_E = E_b / G_0$ эффективностей ЦСП с МЧМ. Здесь $V_b = 1/T_b$ - битовая скорость, F_{KS} - полоса частот КС, E_b - энергия, приходящаяся на бит данных, G_0 - спектральная плотность мощности АБГШ.

При этом показатель спектральной эффективности равен

$$\eta_F = 2^{n_0 - 1} \frac{\alpha \cdot c_{\gamma,1}}{\delta_p} \log_2 M_{KAM}, \tag{12}$$

где $\alpha = 1.428$ - параметр увеличения скорости в КС за счет передачи только эффективной части ОФС, $c_{\gamma,1} = 0.387$, $F_p = \delta_p F_{\gamma}$, F_{γ} - полоса ПФ по уровню 3 дБ, F_p - полоса ПФ по уровню L_p дБ, $\delta_p = [10^{-0.1 L_p} - 1]^{1/2p}$, p - порядок ПФ Баттерворта.

Энергетическая эффективность данного модема, с учетом работы [11], определяется так

$$\eta_E = \left[erfcinv\left(\frac{1 - \sqrt{1 - 2p_{dop} \log_2 M_{KAM}}}{1 - 1/\sqrt{M_{KAM}}} \right) \right]^2 \frac{2(M_{KAM} - 1)}{3(\log_2 M_{KAM}) k_E(V) k_{\rho}}, \tag{13}$$

где $erfcinv(\square)$ - функция, обратная функции ошибки, $M_{KAM} = M^2$, $k_E(V)$ - коэффициент передачи по энергии для ОФС [10], $p_{dop} = 10^{-4}$ - допустимая вероятность битовой ошибки.

В работе проведен сравнительный анализ спектрально-энергетической эффективности разработанного модема со стандартизированными модемами OFDM и $V34$.

Заключение

Впервые предложен алгоритм и разработана на его основе функциональная схема нового модема в цифровой системе многочастотной передачи данных с повышенной спектрально-энергетической эффективностью на основе пространственно-временной передачи и приема оптимальных финитных сигналов, не вызывающих межсимвольной интерференции на выходах узкополосных канальных фильтров.

Проведен теоретический анализ спектрально-энергетической эффективности нового модема. В частности, показано, что при $M_{KAM} = 2 \times 2$ данный модем по сравнению со стандартным OFDM модемом обеспечивает выигрыш по спектральной эффективности в 2 раза, а по энергетической эффективности на 4.5 дБ .

Литература

1. Аджемов А.С., Санников В.Г. Общая теория связи. Учебник для вузов. - М.: Горячая линия-Телеком, 2018.
2. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А.Г. Зюко, А.И. Фалько, И.П. Панфилов и др. // Под ред. А.Г. Зюко. - М.: Радио и связь, 1985.
3. Макаров С.Б., Цикин И.А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой частот. – М.: Радио и связь, 1988.
4. R. Van Nee and R. Prasad. OFDM Wireless Multimedia Communications. Artech House Publishers, 2000.

5. Лагутенко О.И. Современные модемы. – М.: Эко-трендз, 2002.
6. Fazel K. and Kaiser S. Multi-Carrier and Spread Spectrum Sistems. – John Wiley & Sons. – Chichester, 2003.
7. Санников В.Г. Интеллектуальный модем на основе многочастотной модуляции // Журнал Радиоэлектроники: электронный журнал. 2015, № URL: http: // jre.cplire.ru / jre / jan 15/10/text.pdf.
8. Санников В.Г., Алешинцев А.В. Структура и эффективность адаптивного многочастотного модема с оптимальными финитными сигналами //ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ, 2016, №6. С. 58-63.
9. Sannikov V.G., Volchkov V.P. Synthesis of preemphasis finite signal bases for reduction of intersymbol interference / 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications // IEEE Catalog Number: CFP17M21-POD. 3-4 July 2017, P. 7997511.
10. Санников В.Г. Синтез финитных сигналов Найквиста, согласованных с телефонным каналом связи // «ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ». – 2012. – № 5. – С. 9-12.
11. Санников В.Г. Помехоустойчивость системы передачи оптимальных финитных сигналов по телефонному каналу связи // «ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ». – 2013. – № 5. – С. 39-44.

MULTI-CARRIER MODULATIONS DIGITAL MODEM WITH THE NARROW-BAND OPTIMAL SIGNALS AND HIGH SPECTRAL-ENERGY EFFICIENCY

Prof. Sannikov V.G., prof. Volchkov V.P.

Moscow Technical University of Communication and Informatics

A new digital modem has been developed in the data transmission system with multi-frequency modulation and narrow-band optimal finite signals that do not cause inter-symbolic interference in the communication channel. In order to improve the spectral efficiency of the system, a three-stage model of orthogonalization of canal signals has been introduced. To increase the energy efficiency of the system in channel modems implemented: the method of forming combined complex optimal finite signals on Adamar and the method of space-time coding by Alamouti. Analysis of the spectral-energy efficiency of the system shows the advantage of the new modem compared to known standard modems.

СИНТЕЗ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОГО БАНКА ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ КОМПЛЕКСНЫХ БАЗИСОВ ВЕЙЛЯ-ГЕЙЗЕНБЕРГА

проф. Волчков В.П., проф. Санников В.Г.

Московский технический университет связи и информатики

Для синтеза частотно-временного банка цифровых фильтров с заданными свойствами предлагается использовать специальный инструментарий – комплексный базис Вейля-Гейзенберга. Данный подход позволяет обеспечить гибкую настройку частотно-временного разрешения фильтров и их хорошую частотно-временную локализацию в соответствии с желаемым эталоном. Показано, что данный банк допускает быструю вычислительную реализацию и приводятся результаты вычислительного эксперимента, подтверждающие хорошие свойства фильтрового банка.

Разработка оптимальных эффективных методов цифровой обработки сигналов, предусматривающих возможность их детального спектрально-временного анализа, приобретает важнейшее значение в современных интеллектуальных системах. В частности, такая обработка может быть нацелена на выявление и коррекцию определенных особенностей сигналов (например, борьбу с аддитивными помехами) или частотно-временную идентификацию объектов, связанных с этими сигналами в различных прикладных задачах. При этом предполагается, что источником сигналов является выход различных устройств регистрации, а сами наблюдаемые процессы могут быть нестационарными в статистическом смысле, в том числе случайными и квазидетерминированными. Попытки в этом случае использовать для адекватного описания таких сигналов известные стохастические модели [1] типа авторегрессии, авторегрессии-

скользящего среднего и др., чтобы затем использовать их для параметрического спектрального анализа не всегда приводят к хорошим результатам. Другие классические методы, основанные на применении дискретного преобразования Фурье, включая использование различных окон, также не всегда возможны и достаточно эффективны, поскольку разрабатывались для спектрального анализа только в частотной области [2-3].

Для частотно-временного анализа процессов в некоторых прикладных задачах хороший результат дает использование вейвлет-пакетов, но есть недостатки, ограничивающие область их применения. Например, не всегда удается подобрать подходящую «материнскую» функцию, растяжения и сдвиги которой дают требуемую частотно-временную локализацию в нужной частотно-временной области. Кроме того, для ряда задач важно, чтобы формирующие функции вейвлет-банка были симметричными и приводили к ортогональным вейвлетам, но известно [4], что одновременно удовлетворить этим свойствам теоретически невозможно.

В работе для синтеза подходящего банка фильтров предлагается другой подход, основанный на применении сигнальных базисов Вейля-Гейзенберга (Weyl-Heisenberg bases) или сокращенно WH-базисов [5-9]. Известно, что такие базисы обладают многими свойствами вейвлет-пакетов, например, они позволяют строить частотно-временной банк фильтров, импульсные характеристики которых образуются из одной формирующей функции (импульса) путем его сдвигов по времени и частоте (аналог «материнской» функции вейвлета). Но при этом удается снять ряд неудобных ограничений, в частности, формирующая функция таких базисных систем может быть симметричной, а формируемый на ее основе банк фильтров обладать свойством ортогональности.

Есть и другая важная особенность – проведенные исследования показывают, что выбор формирующей функции WH-базиса может быть автоматизирован, поскольку существует быстрый вычислительный алгоритм ее подгонки под желаемый эталон. А именно, если мы хотим построить банк фильтров с нужными частотно-временными характеристиками, достаточно выбрать симметричный эталонный импульс с хорошими свойствами локализации, задать количество необходимых сдвигов по времени и частоте и запустить алгоритм подгонки, работающий по среднеквадратическому критерию близости к желаемому эталону. В результате получим оптимальный формирующий импульс банка фильтров, обеспечивающий указанные выше свойства частотно-временной локализации, симметрии и ортогональности. Причем для более тонкой настройки банка фильтров, указанные выше параметры эталона могут быть скорректированы, а соответствующий процесс подгонки повторен.

Отметим, что предлагаемая процедура синтеза банка цифровых фильтров и его последующее применение ориентированы на обработку конечных дискретных реализаций сигнала. Тогда как классический синтез фильтровых банков обычно предполагает, что входные сигналы являются бесконечными последовательностями (вещественными или комплексными). Это диктует применение соответствующего аппарата Z-преобразований, сверток и разложений на бесконечном дискретном временном интервале. В результате полученная структура банка фильтров не может быть непосредственно использована для практической обработки конечных реализаций. Нужна их дополнительная модификация и доработка для перевода фильтров и соответствующих быстрых алгоритмов на конечный интервал.

Алгебраический подход синтезу оптимальных сигнальных WH-базисов, предложенный в работах [6-9], изначально предполагает конечную длительность обрабатываемых сигналов. При этом используется алгебраический аппарат временных и спектральных преобразований на конечном интервале с групповыми операциями сложения и вычитания по модулю. Поэтому синтезированные на их основе фильтровые банки имеют циркулянтную структуру сдвигов по времени и частоте, согласованную с конечным интервалом обработки, и создаются предпосылки для построения эффективных вычислительных алгоритмов с использованием полифазных циркулянтных разложений и быстрых конечных спектральных преобразований. Таким образом, реализуется известный математический принцип – синтезировать оптимальные алгоритмы обработки следует в таких евклидовых пространствах, которые согласованы со структурой обрабатываемых сигналов.

Важный аспект связан с возможностью эффективной вычислительной реализации фильтрового банка. В работе предлагается быстрый вычислительный алгоритм частотно-временного WH-анализа сигналов, который включает следующие операции: разложение на полифазные компоненты оптимального формирующего импульса (импульсной характеристики) и дискретного входного сигнала, их полифазная циркулянтная свертка, быстрое преобразование Фурье, специальная фазочастотная коррекция, а затем взятие реальной и мнимой частей от получаемых компонент. Аналогичные операции включает эффективный вычислительный алгоритм восстановления сигнала из WH-спектра.

В работе также приводится быстрый алгоритм подгонки для вычисления оптимального формирующего импульса фильтров банка, а также результаты вычислительного эксперимента, подтверждающие хорошую

частотно-временную локализацию его характеристик. Оценивается сложность реализации предложенного банка фильтров.

Список литературы

1. С.Л. Марпл-мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990.
2. А. Оппенгейм, Р. Шафер. Цифровая обработка сигналов. М.: Техносфера, 2006, 856 с.
3. Витязев В.В. Многоскоростная обработка сигналов. М.: Горячая линия – Телеком, 2017, 336 с.
4. Добеши И. Десять лекций по вейвлетам / Пер. с англ. Е. В. Мищенко под ред. А. П. Петухова. – Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2001. 464 с.
5. Волчков В.П. Сигнальные базисы с хорошей частотно-временной локализацией // Электросвязь. 2007. №2. С. 21-25.
6. Волчков В. П., Санников В. Г. Синтез ортогональных вещественных сигнальных базисов Вейля-Гейзенберга на основе алгебраического подхода. //Журнал: «Электросвязь», №5, 2019, с. 28-34.
7. V. P. Volchkov, D. A. Petrov, “Orthogonal Well-Localized Weyl-Heisenberg Basis Construction and Optimization for Multicarrier Digital Communication Systems”, Proc. of ICUMT, St. Petersburg: Oct., 2009.
8. Volchkov V. P, Sannikov V. G. “Algebraic approach to the optimal synthesis of real signal Weyl-Heisenberg bases”, in IEEE Conference # 43613, 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Minsk, Belarus, 4-5 July 2018, pp. 135-142.
9. V. Volchkov, V. Sannikov and A. Mamonov, "Synthesis of Real Weyl-Heisenberg Signal Frames with Desired Frequency-Time Localization,"2019 24th Conference of Open Innovations Association (FRUCT), Moscow, Russia, 2019, pp. 502-508.

SYNTHESIS OF A FREQUENCY-TIME FILTER BANK BASED ON WEIL-HEYSENBERG COMPLEX BASES

Prof. Volchkov V.P., prof. Sannikov V.G.

To synthesize a time-frequency bank of digital filters with specified properties, it is proposed to use special tools - a complex Weil-Heisenberg basis. This approach allows for flexible tuning of the frequency-time resolution of the filters and their good frequency-time localization in accordance with the desired standard. It is shown that this bank allows fast computational implementation and the results of a computational experiment are presented, confirming the good properties of the filter bank.

СЛЕПАЯ ОЦЕНКА ЧАСТОТНОГО СДВИГА КАМ-СИГНАЛОВ В ЗАМКНУТОЙ ФОРМЕ С ОПТИМИЗАЦИЕЙ НЕЛИНЕЙНОЙ ФУНКЦИИ ПУТЕМ ОБУЧЕНИЯ

доц., к.т.н. Сергиенко А. Б., Баранов М. А.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Предложен метод слепой оценки частотного сдвига для сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией. Метод позволяет получить результат в замкнутой форме, он представляет собой модифицированный вариант метода Луиса и Реджианини, предназначенного для оценки частоты гармонического сигнала. Главным изменением является введение двумерной весовой функции, зависящей от модулей двух отсчетов сигнала. Оптимизация этой весовой функции производится путем обучения в

пакетном режиме по сгенерированным выборкам сигнала. Результаты компьютерного моделирования подтвердили работоспособность метода и показали преимущество двумерной весовой функции над одномерными вариантами.

Введение

Для когерентного приема сигналов с линейной цифровой модуляцией необходима предварительная компенсация присутствующего в сигнале частотного сдвига. При отсутствии пилот-сигналов, а также для повышения точности [0, 0] оценку частотного сдвига необходимо выполнять в «слепом» режиме, то есть использовать для этого в том числе и неизвестные символы передаваемых данных.

Применительно к сигналам с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ) известные методы слепой оценки частотного сдвига (см., например, [0]) предполагают поиск положения глобального максимума некой функции, нелинейно связанной с анализируемым сигналом. Необходимость такого поиска ведет к весьма существенным вычислительным затратам, однако в ряде методов целью нелинейного преобразования сигнала является появление в нем гармонической составляющей, частота которой кратна частотному сдвигу исходного КАМ-сигнала.

Для оценки частоты гармонического сигнала существуют методы, позволяющие получить результат в замкнутой форме [0]. Это приводит к идее использовать данные методы для оценки частотного сдвига КАМ-сигналов, оптимизировав используемое при этом предварительное нелинейное преобразование для минимизации погрешности оценки. В данной статье рассматривается такая оптимизация применительно к методу оценки частоты гармонического сигнала, предложенному Луисом и Реджианини (Luise & Reggiannini, L&R) [0].

1. Постановка задачи

Рассматриваемая задача формулируется следующим образом. Исходными данными являются отсчеты комплексной огибающей сигнала после согласованного фильтра (один отсчет на символ, предполагается идеальная временная синхронизация):

$$x(k) = a(k)\exp\left(j(\varphi_0 + k\varphi_f)\right) + n(k) \qquad k = 0, \ldots, K-1, \tag{1}$$

где $a(k)$ — информационные символы, независимо и равновероятно выбираемые из сигнального созвездия $\{C_m\}$, $m = 1, \ldots, M$ (M — размер созвездия), φ_0 — случайный фазовый сдвиг, $\varphi_f = 2\pi\Delta f T$ — межсимвольный фазовый набег из-за частотного сдвига Δf, T — длительность символа, $n(k)$ — отсчеты комплексного дискретного белого гауссова шума с мощностью P_n. Средняя мощность полезного сигнала считается известной.

В соответствии с [0] предполагается, что частотный сдвиг много меньше символьной скорости ($\Delta f\, T << 1$), поэтому форма сигнала на выходе согласованного фильтра не претерпевает заметных искажений.

Отношение сигнал/шум (ОСШ) на символ равно отношению средних мощностей сигнала и шума:

$$\mathrm{SNR} = \frac{\overline{|a(k)|^2}}{P_n} = \frac{1}{P_n M}\sum_{m=1}^{M}|C_m|^2 . \tag{2}$$

Нашей задачей является получение оценки частотного сдвига Δf (или, что эквивалентно, межсимвольного фазового сдвига φ_f), причем оценка должна быть получена в замкнутой форме.

2. Предлагаемая модификация метода Луиса и Реджианини

Для оценки частоты дискретного комплексного гармонического сигнала известен ряд методов, дающих результат в замкнутой форме [0]. Метод L&R основан на вычислении фазы суммы корреляционных функций входного сигнала [0]:

$$\hat{\varphi}_f = \frac{2}{N+1}\arg\left(\sum_{n=1}^{N} R(n)\right), \tag{3}$$

где $R(n)$ — корреляционная функция сигнала:

$$R(n) = \sum_{k=n}^{K-1} x(k)x^*(k-n) . \tag{4}$$

Параметр N позволяет гибко выбирать приемлемый компромисс между вычислительными затратами и точностью оценки: с ростом N и то и другое возрастает, а диапазон оцениваемых частотных сдвигов сужается.

Данный метод может использоваться и для сигналов с фазовой манипуляцией, при условии возведения сигнала в степень M, равную размеру сигнального созвездия, так как в этом случае наблюдается эффект «снятия модуляции», и в результате получается дискретный гармонический сигнал. Результат, даваемый формулой (3), в данном случае нужно разделить на M.

В случае КАМ-сигналов частичное «снятие модуляции» наблюдается при возведении сигнала в 4 степень, так как стандартные сигнальные созвездия КАМ имеют 90-градусную угловую симметрию. Однако, поскольку амплитуды точек КАМ-созвездия различны, а их фазы не образуют равномерный ряд, разброс значений корреляционных функций в (3) оказывается слишком велик, что делает данный подход неработоспособным.

В данной работе предлагается модифицировать указанный метод, применив при возведении сигнала в 4 степень весовую функцию, зависящую от модуля отсчетов сигнала. Более того, эта весовая функция является двумерной и зависит от комбинации модулей двух отсчетов, перемножаемых при вычислении корреляционной функции. Модифицированная таким образом корреляционная функция рассчитывается следующим образом:

$$R'(n) = \sum_{k=n}^{K-1} f\left(|x(k)|, |x(k-n)|\right) \exp\left(j 4 \arg\left(x(k) x^*(k-n)\right)\right), \qquad (5)$$

где $f(\cdot, \cdot)$ — упомянутая двумерная весовая функция.

Для получения оценки частотного сдвига КАМ-сигнала в формуле (3) необходимо заменить стандартную корреляционную функцию (4) на модифицированную (5), а результат разделить на 4:

$$\hat{\varphi}_f = \frac{1}{2(N+1)} \arg\left(\sum_{n=1}^{N} R'(n) \right). \qquad (6)$$

Идея предлагаемого метода состоит в том, что весовая функция позволит регулировать вклад разных точек КАМ-созвездия в рассчитываемую корреляционную функцию в зависимости от их амплитуды и тем самым снизить разброс значений корреляционных функций в (6).

3. Оптимизация нелинейной функции путем обучения

Весовую функцию $f(\cdot, \cdot)$ предлагается реализовывать с помощью двумерной таблицы просмотра:

$$f(x_1, x_2) = f_{mn}, \text{ если } u_{m-1} \le x_1 < u_m \text{ и } u_{n-1} \le x_2 < u_n, \qquad (7)$$

где $\{u_i\}$, $i = 0, 1, \ldots, N_q$ — границы интервалов квантования аргументов x_1, x_2 ($u_0 = 0$ и $u_{N_q} = \infty$), N_q — число интервалов квантования для каждого аргумента. Значения f_{mn} образуют двумерную таблицу просмотра размером $N_q \times N_q$.

Для получения оптимальной весовой функции использовалось пакетное обучение. Процесс обучения производился для случая $N = 1$, когда формула (6) сводится к более простому варианту:

$$\hat{\varphi}_f = \frac{1}{4} \arg R'(1). \qquad (8)$$

Процедура обучения сводится к генерированию выборок сигнала (1) и приближенному решению переопределенной системы линейных уравнений методом наименьших квадратов. В [0] подробно описан аналогичный расчет одномерной весовой функции, применяемой для оценки частотного и фазового сдвига КАМ-сигналов путем поиска максимума в спектре нелинейно преобразованного сигнала. В данной работе используется аналогичный подход, модифицированный для двумерного случая.

4. Результаты моделирования

Для тестирования качества работы алгоритма оценки частотного сдвига было выполнено компьютерное моделирование. Использовались последовательности из $K = 200$ символов с модуляцией КАМ-32 ($M = 32$). Средняя мощность полезного сигнала была равна единице. При квантовании модулей отсчетов сигнала использовалось $N_q = 50$ интервалов шириной 0.03 (максимальное значение амплитуды — 1.5). Таким образом, двумерная весовая функция была представлена таблицей просмотра размером 50×50.

Для обучения использовался набор из 10^5 последовательностей отсчетов сигнала (1). ОСШ при обучении было фиксированным и составляло 20 дБ.

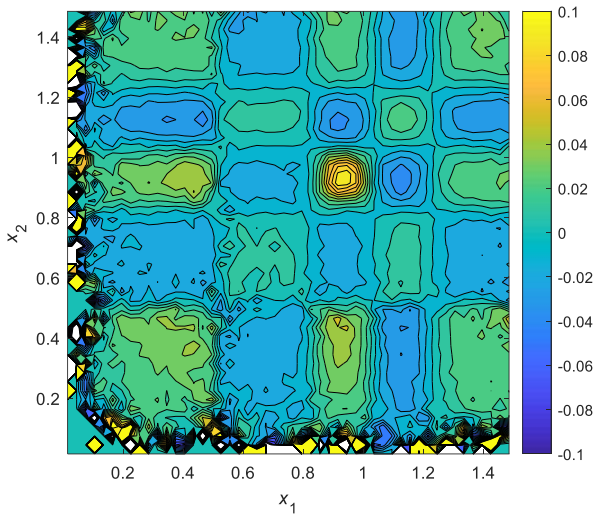


Рисунок 1. Двумерная весовая функция $f(x_1, x_2)$

На рисунке 1 приведена полученная в процессе обучения двумерная весовая функция. Выбросы при близких к нулю значениях x_1 или x_2 соответствуют маловероятным диапазонам значений модулей отсчетов сигнала, поэтому их влияние на результаты оценки незначительно.

Измерение дисперсии оценки частоты производилось путем усреднения по 10^4 тестовым последовательностям. Каждая последовательность из $K = 200$ символов на этапе оценки имела случайный частотный и фазовый сдвиг. На рисунке 2 приведён график зависимости дисперсии оценки частоты от ОСШ для следующих весовых функций:

- **2D Learned** — двумерная весовая функция, полученная путем обучения (рисунок 1).
- **1D NLLS** — кусочно-линейная весовая функция, предназначенная для метода, основанного на поиске максимума в спектре нелинейно преобразованного сигнала [0].
- **1D Optimized** — оптимизированная весовая функция, также предназначенная для метода, основанного на поиске максимума в спектре нелинейно преобразованного сигнала [0].

Весовые функции **1D NLLS** и **1D Optimized** являются одномерными. Двумерная функция, необходимая в формуле (5), получалась путем применения этих функций к каждому аргументу с последующим перемножением: $f_{2D}(x_1, x_2) = f_{1D}(x_1)f_{1D}(x_2)$.

Как можно видеть, предлагаемая двумерная весовая функция показывает лучшие результаты по сравнению с функцией **1D Optimized** при всех ОСШ. Кусочно-линейная весовая функция **1D NLLS** выигрывает у двумерной функции только при очень высоких ОСШ (начиная примерно с 34 дБ).

На рисунке 3 приведен график зависимости дисперсии оценки частоты от ОСШ для полученной двумерной весовой функции при различном числе слагаемых N в формуле (6). Как можно видеть, с ростом параметра N дисперсия оценки падает, при 8 слагаемых это снижение составляет примерно один порядок величины.

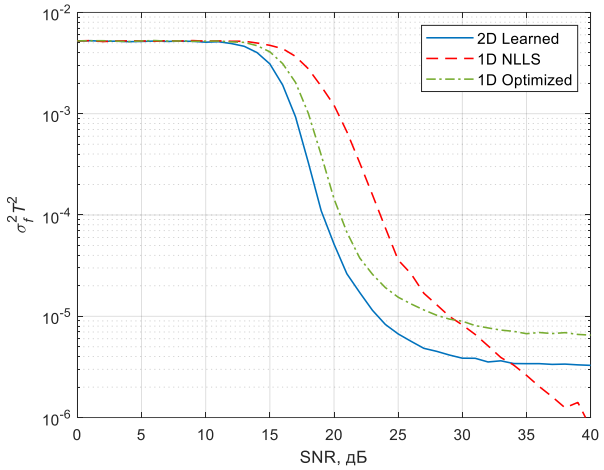


Рисунок 2. Дисперсия оценки частоты, $N = 1$, разные весовые функции

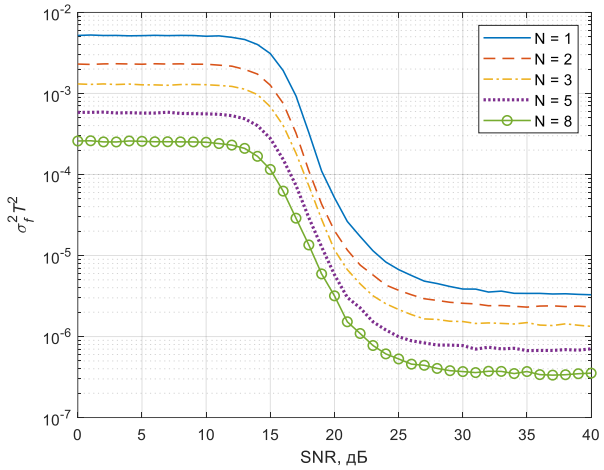


Рисунок 3. Дисперсия оценки частоты, двумерная весовая функция, разное число слагаемых N

Заключение

Предложенный метод позволяет получить слепую оценку частотного сдвига КАМ-сигналов в замкнутой форме с небольшими вычислительными затратами. Получение требуемой для работы метода весовой функции производится путем обучения по сгенерированным выборкам сигнала, что позволяет легко адаптировать метод к более сложным условиям работы, таким как, например, варьирующийся в некоторых пределах уровень сигнала.

В данной работе оптимизация весовой функции была выполнена только для случая $N = 1$, в рамках дальнейшего развития представленного подхода предполагается получение функций, оптимизированных для разных значений N.

Литература

A. B. Sergienko. Noncoherent Reception of Short PSK Data Packets with Pilot Symbols. Proc. 22nd European Wireless Conference (EW 2016), Oulu, May 18–20, 2016, pp. 427–432.

A. B. Sergienko. Semi-blind Approach to Reception of Short QAM Data Packets with Pilot Symbols. Proc. XV International Symposium “Problems of Redundancy in Information and Control Systems” (REDUNDANCY 2016), St. Petersburg, September 26–29, 2016, pp. 137–141.

Петров А. В., Сергиенко А. Б. Оценивание фазового и частотного сдвигов сигналов в системах цифровой связи. — СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2016. 160 с. ISBN 978-5-7629-1839-8.

Mengali U., D’Andrea A. N. Synchronization Techniques for Digital Receivers. — Plenum Press, New York, 1997.

M. Luise, R. Reggiannini. Carrier Frequency Recovery in All-Digital Modems for Burst-Mode Transmissions. IEEE Trans. on Communications, vol. 43, No. 2/3/4, Feb./March/April 1995, pp. 1169–1178.

A. B. Sergienko, M. A. Baranov. Non-Data-Aided Phase and Frequency Offset Estimation for QAM Signals Using Batch Learning. Proc. 2020 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), Saint Petersburg and Moscow, Russia, 2020, pp. 65–70.

Y. Wang, E. Serpedin, P. Ciblat. Optimal Blind Nonlinear Least-Squares Carrier Phase and Frequency Offset Estimation for General QAM Modulations. IEEE Trans. Wireless Communications, Vol. 2, No. 5, Sep. 2003, pp. 1040–1054.

A. V. Petrov, A. B. Sergienko. Optimal Blind Biharmonic Feedforward Phase Offset Estimation for QAM Signals. Proc. IEEE Int. Conf. on Communications (ICC2013), Budapest, 9–13 June 2013, pp. 4756–4760.

CLOSED-FORM BLIND ESTIMATION OF FREQUENCY OFFSET FOR QAM SIGNALS WITH NONLINEAR FUNCTION OPTIMIZATION BY TRAINING

A. B. Sergienko, M. A. Baranov

Saint-Petersburg Electrotechnical University “LETI”, 5 Prof. Popov Street, St. Petersburg, Russia

A method for blind estimation of frequency offset for signals with quadrature amplitude modulation is proposed. The method allows to obtain the result in a closed form, it is a modified form of known Luise & Reggianini method intended for harmonic signal frequency estimation. The main proposed change is the introduction of a two-dimensional weighting function that depends on the magnitudes of two signal samples. Optimization of this weighting function is carried out by training in batch mode using generated sequences of signal samples. Computer simulation results confirmed efficiency of the proposed method and showed the advantage of a two-dimensional weighting function over one-dimensional variants.

ВЛИЯНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ КАНАЛА СВЯЗИ С БЛОКОВЫМИ ЗАМИРАНИЯМИ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА OFDM-СИГНАЛА С ИНДЕКСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

доц., к.т.н. Сергиенко А Б., студ. Сылка С.С.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Рассматривается помехоустойчивость приема некодированной OFDM с индексной модуляцией (OFDM-IM) в канале связи с рэлеевскими блоковыми замираниями с учетом погрешности оценки состояния канала связи по пилот-сигналам. Показано, что разнесенное размещение поднесущих субблоков OFDM-IM дает энергетический выигрыш около 8 дБ, но не дает эффекта разнесенного приема, а также что для размещения пилот-сигналов достаточно частотно-временного ресурса, эквивалентного одному субблоку OFDM-IM. Потери из-за неидеальной оценки состояния канала составляют примерно 0.5 дБ при сосредоточенном размещении субблоков и 1.2 дБ — при разнесенном.

Введение

Индексной модуляцией (Index Modulation, IM) называется технология, при которой для передачи данных применяется управление подмножеством используемых ресурсов передатчика, в качестве которых могут выступать передающие антенны, несущие частоты, временные интервалы и т. д. [1]. При сочетании данного метода с ортогональным частотным мультиплексированием (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) такими ресурсами служат поднесущие OFDM-сигнала (OFDM-IM, [2]). На выбранном в каждый момент подмножестве поднесущих используется традиционная линейная цифровая модуляция. В литературе отмечается, что данный метод позволяет снизить пик-фактор OFDM-сигнала за счет уменьшенного числа активных поднесущих. Кроме того, биты, передаваемые с помощью индексной модуляции, обладают более высокой помехозащищенностью по сравнению с битами, передаваемыми с помощью линейной модуляции.

В публикациях, посвященных OFDM-IM, предполагается точное знание состояния канала связи. Цель данной работы — проанализировать влияние погрешности оценки состояния канала по пилот-сигналам на помехоустойчивость приема OFDM-IM при наличии рэлеевских замираний.

1. Модель сигнала

Сигнал OFDM-IM можно описать следующим образом. В субблоке из N поднесущих OFDM-сигнала в каждом символьном интервале используется лишь подмножество из $K < N$ поднесущих. Это дает C_N^K возможных комбинаций, что позволяет передать $m_1 = \lfloor \log_2 C_N^K \rfloor$ бит ($\lfloor \cdot \rfloor$ обозначает округление вниз), соответствующих разным комбинациям активных поднесущих. Максимальное число этих *индексных* битов достигается при $K = N/2$, при этом $m_1 = \left\lfloor \log_2 \left(N! \Big/ \left((N/2)! \right)^2 \right) \right\rfloor$. Активные поднесущие, в свою очередь, используются для обычной линейной модуляции (фазовой или квадратурной). В большинстве публикаций рассматривается фазовая модуляция. Линейная модуляция позволяет передать в субблоке еще $m_2 = K \log_2 M$ бит, так что общее число битов в одном субблоке равно $m = m_1 + m_2$. Объединяя все сказанное выше, можно записать комплексные амплитуды поднесущих субблока OFDM-IM следующим образом:

$$x_n = \begin{cases} a_k, & n = I_k, \\ 0, & n \neq I_k \ \forall\, k = 1, 2, \ldots, K, \end{cases} \qquad (9)$$

где $n = 1, 2, \ldots, N$ — номер поднесущей в субблоке, a_k — модуляционный символ для k-й активной поднесущей, $\{I_k\}$, $k = 1, 2, \ldots, K$ — набор индексов активных поднесущих.

Предполагается, что модуляционные символы a_k имеют единичную среднюю мощность, поэтому средняя мощность субблока OFDM-IM равна K/N.

2. Блоковая модель замираний

В данной работе анализируется помехоустойчивость приема некодированной OFDM-IM в канале с блоковыми замираниями. Это означает, что внутри *блока замираний* из B частотно-временных ячеек OFDM-сигнала коэффициент передачи канала связи является одним и тем же, а для разных блоков эти коэффициенты статистически независимы. Использовалась рэлеевская модель канала связи, так что коэффициенты передачи представляли собой комплексные гауссовы случайные величины с нулевым средним значением.

Рассматриваются два способа размещения поднесущих субблоков OFDM-IM в блоках замираний: *сосредоточенный* (все N поднесущих субблока находятся в одном блоке замираний, поэтому коэффициент передачи для них является одинаковым; рисунок 1, слева) и *разнесенный* [3] (применительно к блоковой модели замираний это означает, что N поднесущих субблока распределены по N блокам замираний, так что коэффициенты передачи для них оказываются статистически независимыми; рисунок 1, справа).

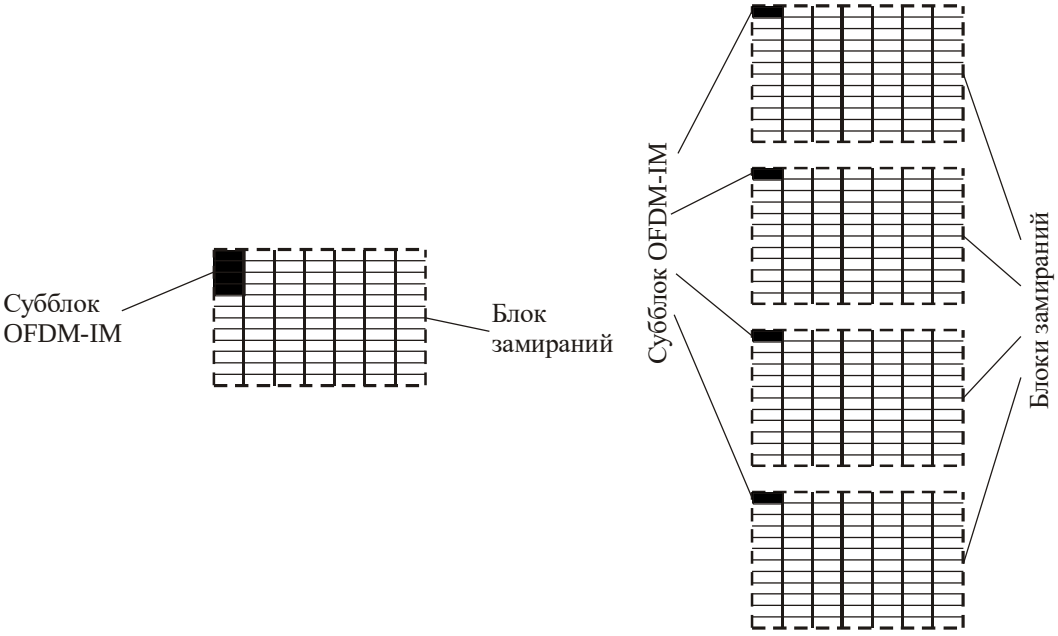


Рисунок 1. Сосредоточенное (слева) и разнесенное (справа) размещение субблоков OFDM-IM

Комплексные амплитуды поднесущих принятого субблока могут быть записаны следующим образом:

$$r_n = h_n x_n + w_n, \tag{10}$$

где h_n ($n = 1, 2, \ldots, N$) — коэффициенты передачи канала связи для N поднесущих субблока OFDM-IM, w_n — отсчеты комплексного дискретного аддитивного белого гауссова шума со средней мощностью P_n. При сосредоточенном размещении все коэффициенты передачи совпадают друг с другом ($h_1 = h_2 = \ldots h_N = h$), а при разнесенном являются статистически независимыми. Во всех случаях эти коэффициенты представляют собой реализации комплексной гауссовой случайной величины с нулевым средним и единичной дисперсией.

3. Прием OFDM-IM с использованием пилот-сигналов

Когерентный прием субблоков OFDM-IM производился по критерию максимального правдоподобия (МП):

$$\sum_{n=1}^{N} \left| r_n - \hat{h}_n x_n \right|^2 \to \min_{\{x_n\}}, \tag{11}$$

где $\hat{h}_n$ — оценки коэффициентов (или общего единственного коэффициента в случае сосредоточенного размещения) передачи канала связи. Поиск минимума в (11) производится по всем 2^m возможным комбинациям комплексных амплитуд поднесущих субблока.

Для оценивания состояния канала связи использовались пилот-сигналы, занимающие L частотно-временных ячеек в каждом блоке замираний. При блоковой модели замираний имеет значение только энергия пилот-сигналов, а их конкретная структура неважна, поэтому комплексные амплитуды пилот-сигналов были выбраны равными константе $\sqrt{K/N}$ (в этом случае их мощность совпадает со средней мощностью субблоков OFDM-IM). При расчете отношения сигнал/шум учитывался коэффициент энергетических потерь из-за наличия пилот-сигналов, равный $1-L/B$. С учетом указанной выше средней мощности субблоков OFDM-IM эффективное отношение сигнал/шум на бит оказывается равно

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{K}{NP_n m(1-L/B)}. \qquad (12)$$

Оценка состояния канала в блоке замираний рассчитывалась путем усреднения всех L принятых пилот-символов:

$$\hat{h}_n = \frac{1}{L\sqrt{K/N}} \sum_{m=1}^{L} r_m . \qquad (13)$$

Полученные оценки $\hat{h}_n$ использовались для реализации МП-приема (11).

4. Результаты моделирования

На рисунке 2 показаны графики зависимости вероятности битовой ошибки от среднего отношения сигнал/шум на бит для обоих вариантов размещения субблоков. При моделировании использовались следующие параметры: $B = 84$ (это совпадает с размером блоков ресурсов в стандарте мобильной связи LTE [4]), $N = 4$, $K = 2$, $M = 2$ (бинарная фазовая манипуляция), $L = 4$. Штриховые линии соответствуют идеальному знанию состояния канала, сплошные — оценке канала по пилот-сигналам.

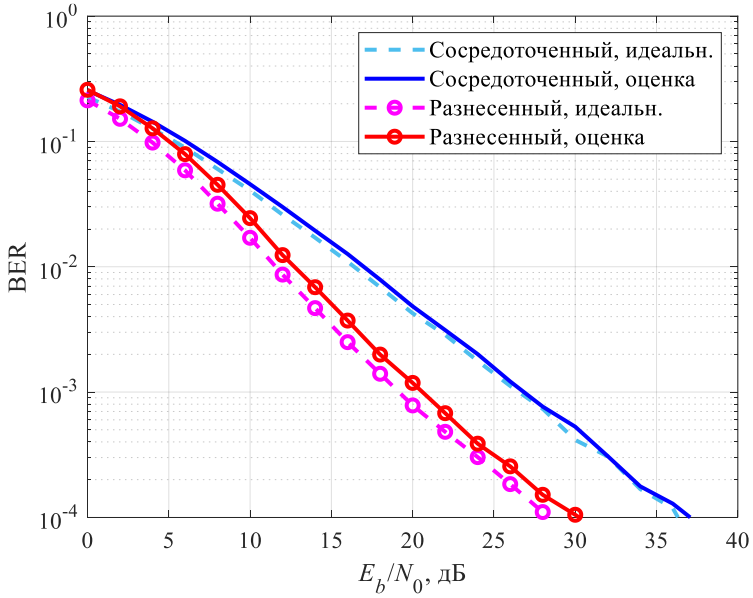


Рисунок 2. Зависимость вероятности ошибки от среднего отношения сигнал/шум на бит в рэлеевском канале с блоковыми замираниями

Из графиков видно, что разнесенное размещение дает энергетический выигрыш около 8 дБ, но не дает эффекта разнесенного приема. Это связано с тем, что эффект разнесения имеет место лишь для тех битов, которые передаются с помощью индексной модуляции. Биты, передаваемые с помощью линейной модуляции, не распределены по нескольким поднесущим, поэтому для них выигрыш от разнесения отсутствует. Потери из-за неидеальной оценки состояния канала составляют примерно 0.5 дБ при сосредоточенном размещении субблоков и 1.2 дБ — при разнесенном.

Анализ влияния числа пилот-сигналов L на качество приема показывает, что при реалистичных размерах блока замираний B оптимальным является значение $L = N$ (то есть пилот-сигналы в каждом блоке замираний занимают частотно-временной ресурс, эквивалентный одному субблоку OFDM-IM). При увеличении L выигрыш от более точной оценки состояния канала оказывается меньше, чем энергетические потери от добавленных пилот-сигналов.

В качестве возможных направлений дальнейших исследований можно назвать получение аналитических оценок помехоустойчивости с учетом погрешности оценки состояния канала, а также оптимизацию мощности пилот-сигналов.

Литература

1. E. Başar et al. Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks. IEEE Access, vol. 5, 2017, pp. 16693–16746.
2. E. Başar et el. Orthogonal Frequency Division Multiplexing with Index Modulation. IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 61, no. 22, Nov. 2013, pp. 5536-5549.
3. Y. Xiao et al. OFDM with Interleaved Subcarrier-Index Modulation. IEEE Communications Letters, vol. 18, no. 8, pp. 1447–1450.
4. ETSI TS 136 211. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), Physical Channels and Modulation (3GPP TS 36.211 version 11.5.0 Release 11), 2014.

INFLUENCE OF IMPERFECT ESTIMATION OF BLOCK FADING CHANNEL STATE ON ERROR RATE OF OFDM WITH INDEX MODULATION

A. B. Sergienko, S. S. Sylka

Saint-Petersburg Electrotechnical University “LETI”, 5 Prof. Popov Street, St. Petersburg, Russia

Error rate performance of uncoded OFDM with index modulation (OFDM-IM) in a Rayleigh block fading channel is considered with account for imperfect pilot-based estimation of channel state. It is shown that distributed allocation of subcarriers of OFDM-IM subblocks provides power gain of about 8 dB but does not produce diversity effect, and also that time-frequency resource equivalent to one OFDM-IM subblock is sufficient for pilot signal allocation. Power losses caused by imperfect channel state estimation are approximately 0.5 dB for concentrated allocation of subblocks and 1.2 dB for distributed allocation.

СЕКЦИЯ № 4. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ТРЕХ СИГНАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ ДЛЯ КЛАССИФИКАЦИИ И БЛАНКИРОВАНИЯ ДИСКРЕТНЫХ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ

проф., д.т.н. Бартенев В.Г.

Российский технологический университет

e-mail: bartenev_v@mirea.ru

Предложен новый способ классификации и бланкирования дискретных мешающих отражений, основанный на использовании наряду с такими применяемыми сигнальными признаками как доплеровская скорость и межчастотный коэффициент корреляции еще и эффективную поверхность рассеяния (ЭПР). По совокупности этих трех сигнальных признаков принимается решение о принадлежности принятых эхо сигналов в каждом элементе дальности к дискретным мешающим отражениям. Приведены результаты моделирования эффективности от добавления ЭПР признака к ранее применяемым двум сигнальным признакам.

Ключевые слова. Дискретные мешающие отражения, доплеровская частота, межчастотный коэффициент корреляции, эффективная поверхность рассеяния.

Известен способ бланкирования сигналов дискретных мешающих отражений, основанный на формировании одного сигнального признака, так называемого скоростного, с классификацией, сигнала отраженного от мешающего точечного объекта имеющего малую радиальную скорость в данном элементе дальности [1]. Поэтому данный сигнал бланкируется, снижая поток ложных отметок на выходе приемного тракта РЛС. Основным недостатком данного способа является его низкая эффективность, обусловленная необходимостью использования для однозначного измерения скорости вобулированной пачки с ограниченным числом импульсов. Кроме того попытка выставления максимально высокого скоростного порога для повышения эффективности данного способа приводит к росту вероятности бланкирования полезных целей с малой радиальной скоростью.

Более эффективным является двухчастотный способ классификации и бланкирования дискретных коррелированных помех. Данный способ строится на обработке отраженных сигналов на каждой несущей частоте РЛС в виде двух выборок наблюдения в каждом элементе дальности и включает в себя формирование оценок межпериодной доплеровской разности фазы с последующим их вычитанием для однозначного измерения скорости обнаруживаемого дискретного объекта [2]. Полученная таким образом оценка межчастотной межпериодной разности фазы сравнивается с фазовым порогом (фактически со скоростным порогом), на основании чего принимается решение о бланкировании отраженных сигналов от медленно движущихся мешающих точечных объектов, если этот порог оказался не превышен. Хотя данный способ позволяет осуществлять более эффективную классификацию сигналов благодаря более высокой точности оценки межпериодной разности фазы на каждой несущей частоте РЛС, из-за отсутствия вобуляции периодов повторения с использованием большего числа импульсов, тем не менее, и данному способу с одним сигнальным признаком свойственен недостаток бланкирования полезных целей с малыми радиальными скоростями.

Для исключения бланкирования полезных сигналов от целей с малыми радиальными скоростями для принятых на двух несущих частотах сигналов осуществляют как формирование оценок межчастотной межпериодной доплеровской разности фазы для однозначного измерения скорости объектов в каждом элементе дальности, так и формирование второго сигнального признака в виде модуля межчастотного коэффициента корреляции, который используется для оценки продольного размера классифицируемых объектов и который при не превышении порога классифицируется как мешающий сигнал по корреляционному признаку, при этом скоростному и корреляционному признаку для мешающих отражений ставят в соответствие логические единицы, совпадение которых фиксируют в каждом элементе дальности с

помощью логической функции «И», на основании чего принимается решение о бланкировании отраженного сигнала в данном элементе дальности [3]. Хотя данный способ позволяет, используя скоростной и корреляционный признаки повысить эффективность бланкирования мешающих отражений, однако не учет мощности отраженного сигнала может привести к ошибочной классификации, когда могут быть приняты за мешающие отражения сигналы от цели с малой радиальной скоростью и большого размера, например, авиалайнер летящий с ракурсом по отношению к РЛС.

С целью исключения бланкирования полезных сигналов от целей с малыми радиальными скоростями и большим продольным размером предлагается с целью исключения бланкирования полезных сигналов от целей с большой эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР) формирование третьего сигнального признака в виде оценки мощности принимаемых сигналов, которая сравнивается с порогом в каждом элементе дальности с присвоением при не превышении этого порога в конкретном элементе дальности признака сигнала мешающего отражения. И лишь после объединения корреляционного, скоростного, ЭПР сигнальных признаков, при их совпадении принимается решение о бланкировании отраженного сигнала в данном элементе дальности [4].

Рассмотрим более подробно формирование этих трех сигнальных признаков.

Для однозначного измерения скорости обнаруженного объекта на каждой несущей формируется оценка межпериодной доплеровской разности фазы с последующим формированием межчастотной межпериодной разности фазы.

Для классификации объектов по скоростному признаку можно воспользоваться известной оценкой аргумента межпериодного коэффициента корреляции. Алгоритм этой оценки, получаемой по пачке из N импульсов, может быть выражен в следующем виде

$$\hat{\gamma} = arctg(\hat{s} / \hat{r}),$$

где $\hat{r} = \sum_{i=1}^{N-1} \mathrm{Re}(Z_i^* Z_{i+1})$, $\hat{s} = \sum_{i=1}^{N-1} \mathrm{Im}(Z_i^* Z_{i+1})$,

Z_i -комплексные выборки наблюдений на одной несущей частоте.

Классификация объектов по скоростному признаку может быть реализована путем сравнения полученной оценки с порогом, соответствующим максимальной скорости движения мешающего объекта

$$|\hat{\gamma}| \le или \ge \gamma_{пор}.$$

Использование такого одночастотного алгоритма классификации сопряжено с существенным недостатком - наличие неоднозначности оценки доплеровской фазы. Известно, что оценка γ связана с длиной волны λ излучения РЛС, частотой повторения импульсов F и радиальной составляющей скорости полета объекта V соотношением $\gamma = \frac{4\pi V}{\lambda F}$

При относительно малых значениях частот повторения (F =300Гц-1000Гц), которые используются в большинстве современных РЛС обнаружения, γ в несколько раз может превышать значение 2π даже в случае зондирования РЛС медленно движущегося объекта, в то время как функция арктангенса однозначно определена в интервале изменения фазы от 0 до 2π (или от $-\pi$ до π). Это может привести к увеличению вероятности ошибочной классификации скоростных и медленно движущихся объектов. Для

устранения указанного недостатка в прототипе используются две несущих частоты РЛС. Доплеровский набег фазы на каждой из несущих частот можно представить в виде

$\gamma_1 = \gamma_{10} + 2\pi k$, $\gamma_2 = \gamma_{20} + 2\pi n$, где γ_{10}, γ_{20} - значения фазы в интервале однозначности ($-\pi, \pi$), $k, n = 0,1,2, \ldots, \infty$.

Определим межчастотную разность фазы:

$$\Delta\gamma = \gamma_1 - \gamma_2 = \gamma_{10} - \gamma_{20} + 2\pi k - 2\pi n$$

Для небольшого разноса несущих частот (несколько % от несущей) $k = n$ получаем

$\Delta\gamma = \gamma_{10} - \gamma_{20}$, Разность $\Delta\gamma$ однозначно определена в пределах

($-\pi, \pi$).

Таким образом, алгоритм однозначного измерения разности фаз $\Delta\hat{\gamma}$ будет

$$\Delta\hat{\gamma} = \left|\hat{\gamma}_{10} - \hat{\gamma}_{20}\right| \le \gamma_{ПОР},$$

Где

$$\hat{\gamma}_{10} = arctg(s1/r1)$$

$$r1 = \sum_{i=1}^{N-1} \mathrm{Re}(Z_i^* Z_{i+1}) \quad s1 = \sum_{i=1}^{N-1} \mathrm{Im}(Z_i^* Z_{i+1})$$

$$\hat{\gamma}_{20} = arctg(s2/r2)$$

$$r2 = \sum_{i=1}^{N-1} \mathrm{Re}(Z_i^* Z_{i+1}) \quad s2 = \sum_{i=1}^{N-1} \mathrm{Im}(Z_i^* Z_{i+1})$$

Измеренная межчастотная разность межпериодной разности фаз сравнивается с порогом и при не превышении порога принимается решение, что отраженный сигнал может принадлежать к сигналам точечных мешающих отражений. Дополнительно использование двух несущих частот для однозначного измерения скорости дает возможность сформировать еще один сигнальный признак признак классифицируемого объекта – межчастотный коэффициент корреляции. Как показано в работе [5] для классификации отраженных сигналов от объектов по их продольному размеру можно использовать характер флюктуаций отраженных сигналов на разных несущих частотах. В частности, в основе второго признака классификации в предлагаемом способе

лежит взаимосвязь значения нормированного межчастотного коэффициента корреляции с линейными размерами объекта. Чем больше размер объекта, тем меньше межчастотный коэффициент корреляции. Если разнос несущих частот выбрать из условия $\Delta F \le \frac{c}{4L_{MAX}}$, где L_{MAX} - максимальный разнос участков локального отражения вдоль линии визирования РЛС на классифицируемый объект при разных несущих частотах зондирующего сигнала, то величина межчастотного коэффициента корреляции $R(\Delta F)$ будет связана с размером объекта L выражением

$$R(\Delta F) = \cos(\frac{4\pi\Delta F L}{c}).$$

Как следует из этой формулы с учетом [5], для того чтобы различить класс летательных аппаратов с малым продольным размером от класса медленно перемещающихся дискретных мешающих объектов, имеющих значительно большие размеры L достаточно выбрать разнос несущих частот ΔF порядка 10 МГц. Современные летательные аппараты имеют максимальный размер менее 75 метров, что значительно меньше разрешающей способности РЛС обнаружения, составляющей 150-300 метров, соизмеримой с размерами дискретных пассивных помех.

В этом случае для самого большого самолета, например, Эрбас А-380, размером в 72 метра межчастотный коэффициент корреляции равен

$$R(10\,МГц) = \cos(\frac{4*\pi*10^7*72}{3*10^8}) = 0.86$$

Для меньшего размера отечественного лайнера ИЛ-96-300 длиной в 55 метров

$$R(10\,МГц) = \cos(\frac{4*\pi*10^7*55}{3*10^8}) = 0.92$$

В то время как для 200 метрового мешающего объекта

$$R(10\,МГц) = \cos(\frac{4*\pi*10^7*200}{3*10^8}) = 0.1$$

Значит, выбрав разнос несущих не более 10 МГц и сравнивая корреляционный признак с порогом при его не превышении формируется второй корреляционный признак отраженного сигнала, который может принадлежать к сигналам точечных мешающих отражений.

Следует отметить, что разнос несущих в 10 МГц хорошо согласуется с требованием однозначной оценки и скоростного признака, т.е. составляет несколько процентов от частоты несущих современных РЛС обзора.

Как и для первого скоростного признака, для формирования межчастотного коэффициента корреляции применим накопление оценки по пачке из N импульсов.

$$r = \sum_{i=1}^{N-1} \mathrm{Re}(Z_{1i})\,\mathrm{Re}(Z_{2i}) + \mathrm{Im}(Z_{1i})\,\mathrm{Re}(Z_{2i}),$$

$$s = \sum_{i=1}^{N-1} \mathrm{Re}(Z_{2i})\,\mathrm{Im}(Z_{1i}) - \mathrm{Im}(Z_{2i})\,\mathrm{Re}(Z_{1i}),$$

$$z1 = \sum_{i=1}^{N-1} \mathrm{Re}(Z_{1i})\,\mathrm{Re}(Z_{1i}) + \mathrm{Im}(Z_{1i})\,\mathrm{Im}(Z_{1i}),$$

$$z2 = \sum_{i=1}^{N-1} \mathrm{Re}(Z_{2i})\,\mathrm{Re}(Z_{2i}) + \mathrm{Im}(Z_{2i})\,\mathrm{Im}(Z_{2i}),$$

где Z_{1i} и Z_{2i} -комплексные выборки наблюдений на первой и второй несущей частоте. Тогда межчастотный коэффициент корреляции может быть вычислен по следующей формуле:

$$\hat{R}(\Delta F) = \frac{\sqrt{r^2 + s^2}}{\sqrt{z1z2}} \le R_{ПОР}$$

Порог ЭПР признака изменяется по дистанции для каждого элемента дальности в соответствии с уравнением дальности радиолокации для выбранного ЭПР мешающего отражения и конкретных параметров РЛС.

На данный порог подается усредняемый сигнал в каждом элементе дальности как по пачке сигналов в каждом частотном канале, так и их сумма. Оценка ЭПР по измерениям мощности принятого сигнала определяется по известной формуле уравнения дальности радиолокации [6]

$$\sigma = \frac{(4\pi)^3 P_{пр} R^4}{P_{пер} G^2 \lambda^2},$$

где σ - величина ЭПР;

Рпр - мощность принятого сигнала;

Рпер - мощность передатчика;

G - коэффициент усиления передающей (приемной) антенны;

λ - длина волны РЛС;

R - дальность до цели.

размер и высокую ЭПР. "существенные отличия".

Для исключения бланкирования полезных сигналов с большой ЭПР предлагается использовать третий сигнальный признак по ЭПР, который может быть получен путем суммирования мощностей сигналов z1 и z2, используемых для нормирования оценки межчастотного коэффициента корреляции, т.е.

$$z1 = \sum_{i=1}^{N-1} \mathrm{Re}(Z_{1i})\,\mathrm{Re}(Z_{1i}) + \mathrm{Im}(Z_{1i})\,\mathrm{Im}(Z_{1i})$$

$$z2 = \sum_{i=1}^{N-1} \mathrm{Re}(Z_{2i})\,\mathrm{Re}(Z_{2i}) + \mathrm{Im}(Z_{2i})\,\mathrm{Im}(Z_{2i})$$

Z1+Z2<σпор

Проиллюстрируем работу предлагаемого способа на конкретном примере, прибегнув к моделированию с помощью системы MATLAB [7].

Осуществим классификацию двух объектов движущихся на скорости от 10 до 180 метров в секунду, используя две выборки наблюдений в виде двух пачек импульсов с постоянным периодом повторения 0,001 сек., отраженных от объекта на разных несущих частотах 500 МГц и 510МГц. Объекты имеют ширину спектра флюктуаций в несколько герц и большой продольный размер, характеризуемый межчастотным коэффициентом корреляции 0,1 (как цель так и мешающий объект). Скоростной порог был задан в 100м/с и корреляционный порог составлял 0,5. Обрабатываемое число импульсов пачке, на каждой несущей равнялось 8. Предположим что ЭПР цели σ1=5м², а мешающего отражения ЭПР σ2=0,25м² . В общем виде из уравнения дальности радиолокации следует

$$\sigma_1 = \frac{(4\pi)^3 P_{пр1} R_1^4}{P_{пер} G^2 \lambda^2} = K P_{пр1} R_1^4$$

$$\sigma_2 = \frac{(4\pi)^3 P_{пр2} R_2^4}{P_{пер} G^2 \lambda^2} = K P_{пр2} R_2^4,$$

$$K = \frac{(4\pi)^3}{P_{пер} G^2 \lambda^2}$$

- постоянный коэффициент, характеризующий параметры РЛС,

где $P_{пр1}$, $P_{пр2}$ - мощность принимаемого сигнала на входе приемной антенны на дальности R_1 и R_2 соответственно.

Используя приведенные выше формулы, найдем отношение оценок ЭПР, сделанных на разных дальностях R_1 и R_2:

$$\frac{\sigma_2}{\sigma_1} = \frac{P_{пр2} \cdot R_2^4}{P_{пр1} \cdot R_1^4}$$

Считая, что полезная цель и мешающие отражения находятся на одной дальности, можно видеть, что мощность принимаемых сигналов для выбранных ЭПР отличается в 20 раз. Возьмем дисперсию моделируемых квадратурных составляющих с гауссовым законом распределения для мешающих отражений равной 1, а для цели в двадцать раз больше. Порог ЭПР выберем равный 2.

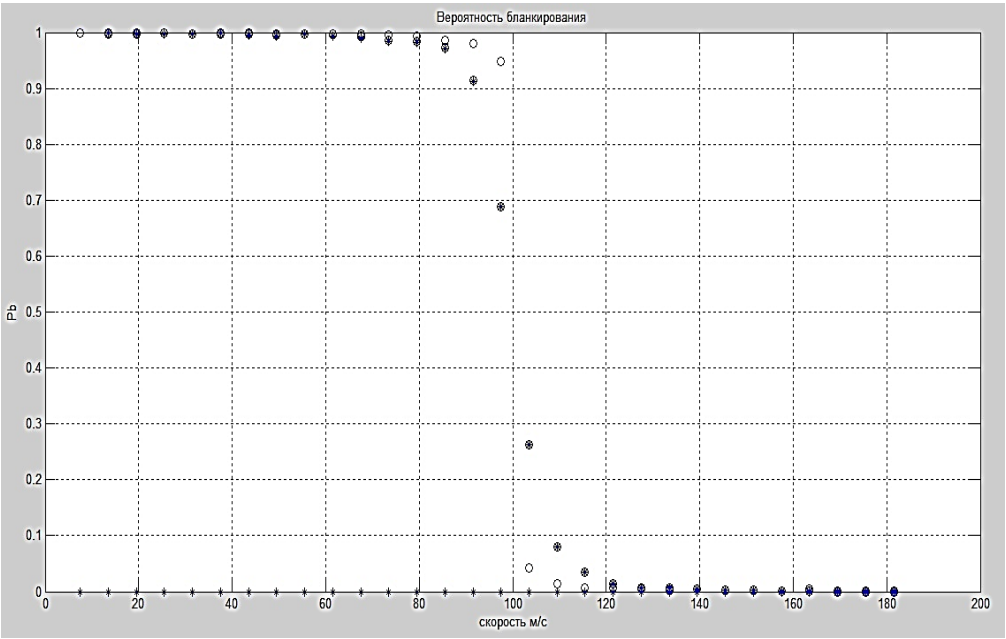


Рисунок 1 Вероятность бланкирования узкополосных объектов для скоростного порога 100 м/с и корреляционного порога 0,5 в зависимости от скорости объекта с одинаковым продольным размером в 200 метров в зависимости от ЭПР. Кружочки на графиках соответствуют способу с двумя сигнальными признаками для ЭПР 0,25 м², ромбики способу с двумя сигнальными признаками для ЭПР 5 м², звездочки – способу с тремя сигнальными признаками для ЭПР 0,25 м², квадратики способу с тремя сигнальными признаками для ЭПР 5 м².

Результаты моделирования вероятностей бланкирования данных объектов в MATLAB с использованием трех сигнальных признаков (отмечены звездочками) и способа с двумя сигнальными признаками (отмечены кружочками), приведены на рисунке 1, на котором приведена вероятность бланкирования с малым ЭПР мешающего отражения и с большим ЭПР полезной цели, имеющих большие продольные размеры (порог в 0,5 оценкой межчастотного коэффициента корреляции ими не превышен) и малые скорости. Вероятности

бланкирования у мешающего отражения для сравниваемых способов совпадают, так как порог ЭПР мощностью их сигналов не превышен, а вот полезная цель с большой ЭПР не бланкируется. У способа с двумя сигнальными признаками из-за отсутствия признака ЭПР бланкируются как мешающие отражения, так и полезная цель. Иными словами, применение трех сигнальных признаков имеет явные преимущества и проведенное исследование в системе MATLAB подтверждает положительный эффект от применения трех сигнальных признаков для классификации и бланкирования дискретных помех.

Литература

1. Бартенев В.Г., Дракин Е.В. Цифровая система селекции движущихся целей.- Авторское свидетельство №160321 по заявке №2285451 с приоритетом от 13 августа 1980 г. Опубликована в бюл. №34 ФИПС 2018 г.
2. Бартенев В.Г., Галкин Р.Е. Синтез цифрового двухчастотного классификатора дискретных помех по скоростному признаку.- Труды 16 Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2014»,Москва, Т.-1, стр.343-347, 2014.
3. Бартенев В.Г. Способ классификации и бланкирования дискретных помех. Патент № 2599870 по заявке №2015128907 зарегистрирован в Государственном реестре РФ 23.09.2016.
4. Бартенев В.Г. Способ классификации и бланкирования дискретных помех. Патент № 2710894 по заявке №2018134712 зарегистрирован в Государственном реестре РФ 14.01.2020.
5. Абраменков В.В., Климов С.А., Бондарев П.А., Юдин В.А., Гульшин В.А. Разрешение и распознавание радиолокационных объектов - Ульяновск: УлГТУ, 2012.
6. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Сколника, т.1, М., «Советское радио», 1976, с.357, формула (1).
7. Потемкин В.Г. “Справочник по MATLAB” Анализ и обработка данных. http://matlab.exponenta.ru/ml/book2/chapter8/

THE USAGE OF THREE SIGNAL FETURES FOR CLASSIFICATION AND BLANKING OF DISCRETE INTERFERING REFLECTIONS

V.G. Bartenev,

Russian Technological University, Moscow, Russia,
e-mail: bartenev_v@mirea.ru

A new method for the classification and blanking of discrete interfering reflections is proposed, based on the use of three signal features: Doppler velocity, inter-frequency correlation coefficient and an effective scattering surface.

Keywords. Doppler velocity, inter-frequency correlation coefficient, effective scattering surface.

_____ ◆ _____

О КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ ПО МЕЖЧАСТОТНОМУ КОРРЕЛЯЦИОННОМУ ПРИЗНАКУ

д.т.н., проф. Бартенев В.Г.,
асп. Коняев П.А.

Российский технологический университет

Рассматривается задача классификации объектов в РЛС по их продольному размеру на основе межчастного корреляционного признака. Классификатор оптимальный для этой задачи строится на основе оценки максимального правдоподобия модуля межчастотного коэффициента корреляции, сравниваемого с порогом. Расчет порогов для

вероятностей правильной классификации объектов с большим продольным размером, для которых межчастотный коэффициент корреляции равен нулю и которые своими сигналами отнесены к мешающим отражениям, произведен аналитически, а вероятности ошибочной классификации целей с меньшим продольным размером рассчитаны моделированием в системе MATLAB.
Ключевые слова: радиолокационные классификаторы сигналов, коррелированные сигналы, оценка межчастотного коэффициента корреляции максимального правдоподобия, вероятности правильной и ошибочной классификации.

В работе [1] показано, что для классификации отраженных сигналов обнаруженных объектов по их продольному размеру можно использовать характер флюктуаций отраженных сигналов на разных несущих частотах. В частности, в основе этого сигнального признака классификации лежит взаимосвязь значения нормированного межчастотного коэффициента корреляции с линейными размерами объекта. Чем больше размер объекта, тем меньше межчастотный коэффициент корреляции. Если разнос несущих частот выбрать из условия $\Delta F \le \frac{c}{4L_{MAX}}$, где L_{MAX} - максимальный разнос участков локального отражения вдоль линии визирования РЛС на классифицируемый объект при разных несущих частотах зондирующего сигнала, то величина межчастотного коэффициента корреляции $R(\Delta F)$ будет связана с размером объекта L выражением

$$R(\Delta F) = \cos(\frac{4\pi\Delta F L}{c}) .$$

Как следует из [1], для того чтобы различить класс летательных аппаратов с малым продольным размером от класса медленно перемещающихся дискретных мешающих объектов, например, турбулентностей атмосферы, имеющих значительно большие размеры L , достаточно выбрать разнос несущих частот ΔF порядка 10 МГц, Современные летательные аппараты имеют максимальный размер менее 50 метров, что значительно меньше разрешающей способности РЛС обнаружения, составляющей 150-300 метров, соизмеримой с размерами дискретных мешающих отражений.
В этом случае для американского самолета, например Б-52, размером в 49 метров

$$R(10\,МГц) = \cos(\frac{4*\pi*10^7*49}{3*10^8}) = 0.93$$

В то время как для 200 метрового мешающего объекта, вызванного турбулентностью атмосферы

$$R(10\,МГц) = \cos(\frac{4*\pi*10^7*200}{3*10^8}) = 0.1$$

Значит, выбрав разнос несущих не более 10 МГц и сравнивая межчастотный коэффициент корреляции с соответствующим порогом при его не превышении получим важный корреляционный признак, используя который можно избавиться от сигналов отраженных от мешающих объектов путем их бланкирования [2].
Остается вопрос лишь в том, как сформировать межчастотный коэффициент корреляции, выбрав для этого наиболее эффективный алгоритм его оценки и какова будет эффективность данного способа для борьбы с дискретными мешающими отражениями.
Для формирования межчастотного коэффициента корреляции целесообразно выбрать оценку модуля максимального правдоподобия (ОМП) межчастотного коэффициента корреляции, которая выполняется в соответствии со следующей формулой [3]

$$\hat{R}(\Delta F) = |\,(\sum_{j=1}^{N} Z1_j * Z2_j^*)/(\sum_{j=1}^{N} Z1_j * Z1_j^*) * (\sum_{j=1}^{N} Z2_j * Z2_j^*)\,| = \frac{\sqrt{(\sum_{j=1}^{N} x1_j * x2_j + y1_j * y2_j)^2 + (\sum_{j=1}^{N} x2_j * y1_j - x1_j * y2_j)^2}}{\sqrt{(\sum_{j=1}^{N} x1_j * x1_j + y1_j * y1_j) * (\sum_{j=1}^{N} x2_j * x2_j + y2_j * y2_j)}} \quad (1)$$

Где $\hat{R}$ - оценка модуля межчастотного коэффициента корреляции, N - число накоплений по независимым выборкам (например, обзорам РЛС). $Z1_j = x1_j + iy1_j, Z2_j = x2_j + iy2_j$ комплексные выборки классифицируемых эхо сигналов на входе в двух частотных каналах. Квадратурные компоненты классифицируемых флюктуирующих сигналов имеют нормальное распределение, при этом без уменьшения общности подхода, так как данный алгоритм не чувствителен изменению мощности сигналов мешающих отражений, дисперсия их равнялась 1 и среднее 0.

Решение о том, что классифицируемый объект мешающий принимается, если

$$\hat{R}(\Delta F) \le R_{ПОР} \quad (2)$$

Проиллюстрируем работу предлагаемого способа на конкретном примере, прибегнув как к аналитическому расчету так и моделированию с помощью системы MATLAB [4].
Осуществим классификацию объекта, используя две выборки наблюдений в виде, отраженных от объекта сигналов на разных несущих частотах. Объект в виде атмосферной турбулентности имеет продольный размер, характеризуемый межчастотным коэффициентом корреляции равный 0. Корреляционный порог в расчетах будем менять менялся от 0,1 до 0,9. Независимое число накоплений возьмем N=4,8 и 16.
Для нахождения вероятности бланкирования (правильной классификации) мешающих отражений по непревышению оценкой $\hat{R}$ порога нужно воспользоваться распределением Уишарта. В работе [3] получено распределение $\hat{R}$

$$W(\hat{R}) = \frac{2(1-\hat{R}^2)\hat{R}(1-R^2)^N}{\pi\Gamma(N)\Gamma(N-1)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(\hat{R}R)^{2k}\Gamma^2(N+k)}{\Gamma^2(k+1)} \quad (3)$$

Где Г(.) –гамма функция.

Пороги для заданной вероятности бланкирования при воздействии сигналов мешающих отражений найдем аналитически для R =0. В этом случае распределение (3) можно представить в более простом виде

$$W(\hat{R}) = 2(\hat{R})(1-\hat{R}^2)^{N-2}(N-1) \quad (4)$$

Используя (4), можно получить формулу для вероятности бланкирования P, как вероятность не превышения $\hat{R}$ порога $R_{пор}$

$$P(R_{пор})=1-(1-R_{пор}^2)^{N-1} \quad (5)$$

Для верификации данной формулы было проведено моделирование с помощью системы MATLAB [4] классификатора ОМП с расчетом P для разных значений порога $R_{пор}$ и N =4,8 и 16 (см. Рисунки 1, 2 и 3, соответственно).

Результаты моделирования хорошо совпадают с аналитическими расчетами.

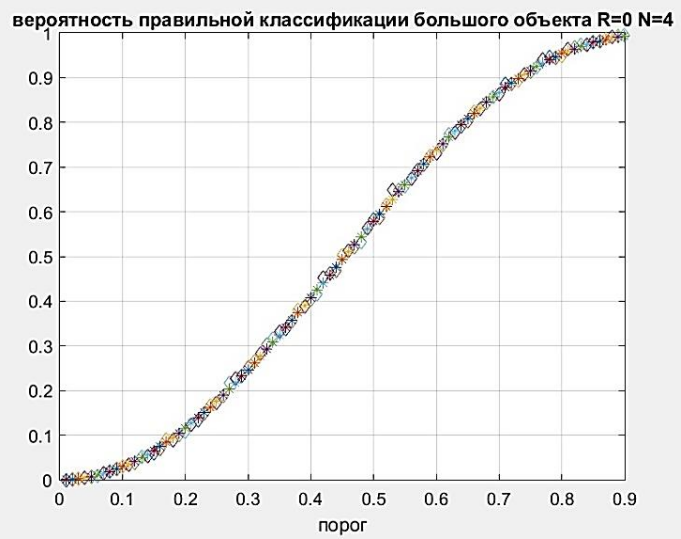


Рисунок 1 Зависимость вероятности бланкирования мешающих отражений P от порога $R_{пор}$ для N = 4 в классификаторе ОМП (звездочки -аналитика, ромбики – моделирование)

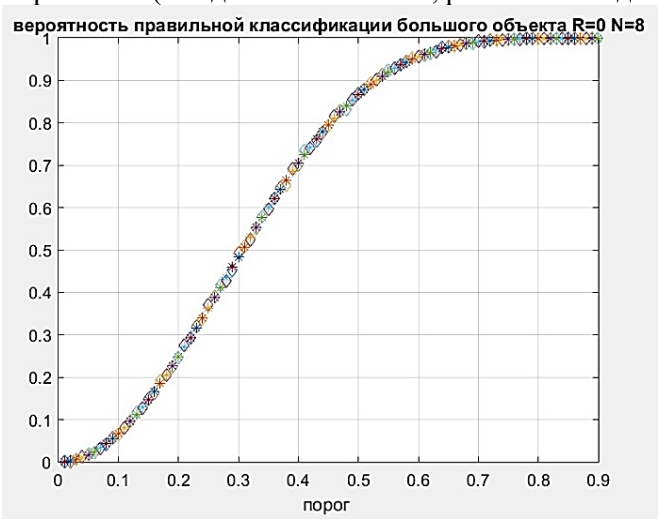


Рисунок 2 Зависимость вероятности бланкирования мешающих отражений P от порога $R_{пор}$ для N = 8 в классификаторе ОМП (звездочки -аналитика, ромбики – моделирование)

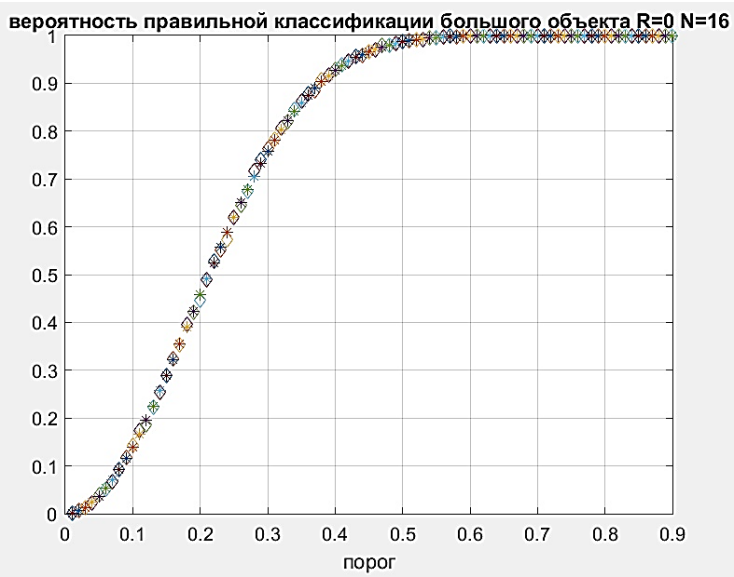


Рисунок 3 Зависимость вероятности бланкирования мешающих отражений P от порога $R_{пор}$ для N = 16 в классификаторе ОМП (звездочки - аналитика, ромбики – моделирование)

Дополнительно рассчитывались, используя МАТЛАБ вероятности ошибочной классификации для объектов с существенно меньшим продольным размером и межчастотным коэффициентом корреляции 0,7 для N= 4, 8 и 16 на рисунках 4,5,6, соответственно. На этих же графиках сохранена для сравнения зависимость бланкирования (правильной классификации) большого объекта от порога.

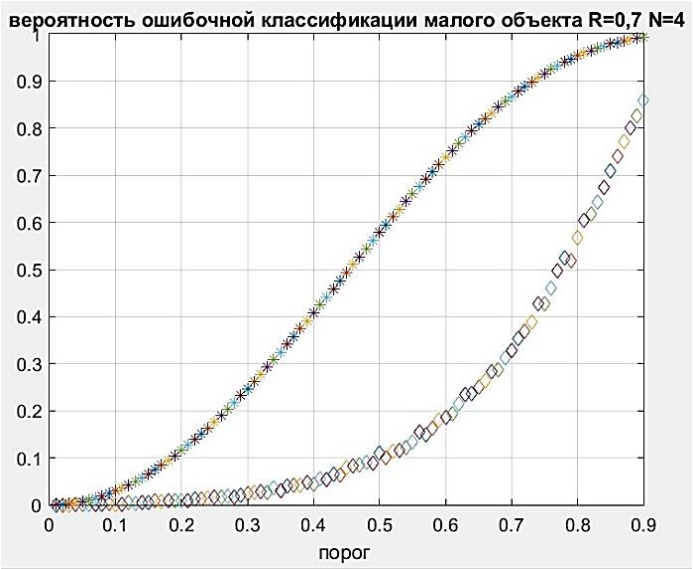


Рисунок 4 Зависимости вероятностей ошибочной классификации от порога для N= 4 (ромбики), в классификаторе ОМП для объекта с межчастотным коэффициентом корреляции 0,7. И вероятностей правильной классификации от порога для N= 4 (звездочки) с межчастотным коэффициентом корреляции 0.

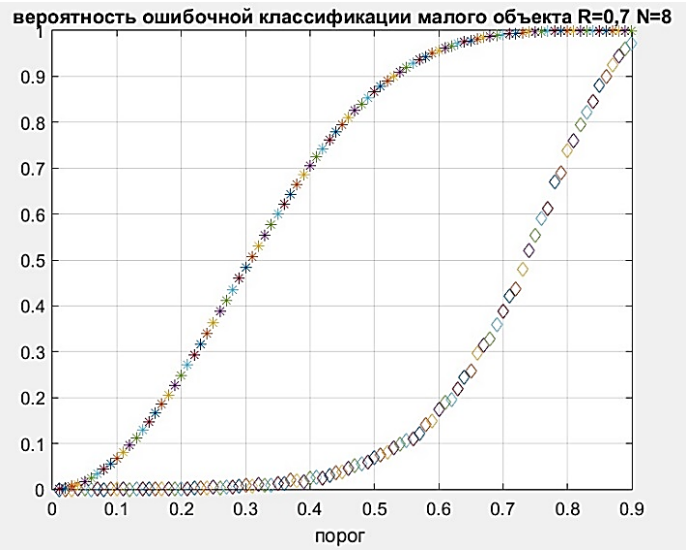


Рисунок 5 Зависимости вероятностей ошибочной классификации от порога для N= 8 (ромбики), в классификаторе ОМП для объекта с межчастотным коэффициентом корреляции 0,7. И вероятностей правильной классификации от порога для N= 8 (звездочки) с межчастотным коэффициентом корреляции 0

.

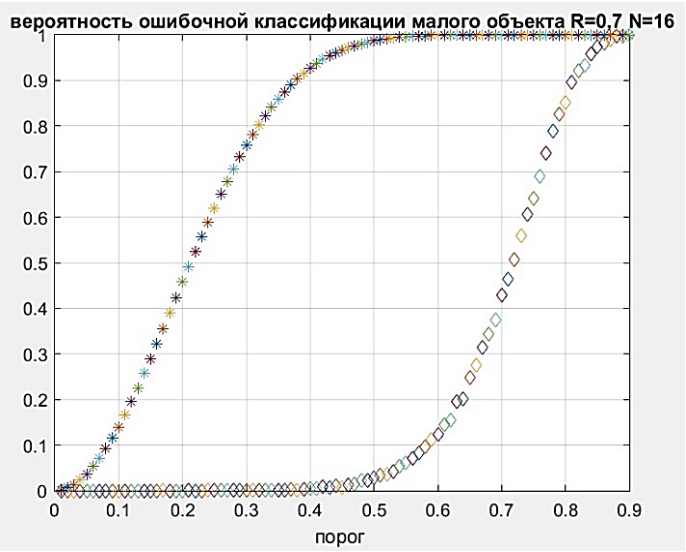


Рисунок 6 Зависимости вероятностей ошибочной классификации от порога для N= 16 (ромбики), в классификаторе ОМП для объекта с межчастотным коэффициентом корреляции 0,7. И вероятностей правильной классификации от порога для N= 16 (звездочки) с межчастотным коэффициентом корреляции 0.

Таким образом, проведенное исследование полностью подтверждает положительный эффект от применения предложенного способа классификации и бланкирования сигналов от дискретных мешающих отражений, используя межчастотный корреляционный признак. Например, для независимых выборок наблюдения при N=16 порог равный 0,6 обеспечивает вероятность бланкирования дискретных мешающих отражений равной 0,99 при вероятности ошибочной классификации для малоразмерных целей с межчастотным коэффициентом корреляции 0,7 равной 0,1.

Литература:

1. Bartenev V. Radar objects classification using inter frequency correlation coefficient. Report on the International conference RADAR 2016. China, Oct 2016
2. Бартенев В.Г. Патент «Способ классификации и бланкирования дискретных помех» № 2710894, Опубликован: 14.01.2020, Бюл. № 2
3. Бартенев В.Г. Применение распределения Уишарта для анализа эффективности адаптивных систем СДЦ // Радиотехника и электроника. 1981. Т.XXVI, №2, С.356-361.
4. Потемкин В.Г. “Справочник по MATLAB” Анализ и обработка данных. http://matlab.exponenta.ru/ml/book2/chapter8/

OBJECTS CLASSIFICATION USING INTER FREQUENCY CORRELATION COEFFICIENT

Dr.Sc.(Eng.), Bartenev V.G.,
graduate student Konaev P.A.,

Russian Technological University, Moscow, Russia

The problem of classification of objects in the radar due their raidial dimension, based on the measuring inter frequency correlation coefficient. The optimum for this problem classification device is based on the maximum likelihood estimate of the module inter-frequency correlation coefficient which compared with a threshold. The calculation of the thresholds for the probabilities of correct classification of objects with a large longitudinal dimension, for which inter-frequency correlation coefficient is zero and that their signals attributed to the clutter, made analytically, and the probability of misclassification of targets with smaller raidiall dimension calculated in MATLAB simulation system.
Keywords: classifiers radar signals, correlated signals, maximum likelihood estimate of inter-frequency coefficient of correlation, probability of correct and incorrect classification.

МЕТОДИКА ДИАГНОСТИКИ ИНТЕГРИРОВАННЫХ СИСТЕМ И КОМПЛЕКСОВ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ ТЕРММОГРАММ ЭЛЕКТРОННЫХ МОДУЛЕЙ

д.т.н., проф. Будко П.А.[1], к.т.н. Рожнов А.В.[2],
к.т.н, доц. Виноградено А.М.[1], к.т.н. Гойденко В.К.[1]

[1]ПАО Интелтех,
[2]Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН

Представлена к обсуждению методика распознавания вида аномального состояния электронных модулей программно-аппаратных комплексов связи на основе использования вейвлет-преобразования. Разработан алгоритм формирования базы аномальных состояний интегрированных систем и комплексов связи. Приведён ряд результатов моделирования тепловых процессов программно-аппаратных комплексов для построения термограмм, характеризующих техническое состояние программно-аппаратных комплексов связи.

Эксплуатация современных сложных технических комплексов, включающих различного рода роботизированные комплексы, автономные космические и подводные аппараты, автоматизированные узлы связи, радиоцентры и др., с увеличением степени автоматизации и автономности таковых обуславливает актуальность развития методического аппарата их диагностики и неразрушающего контроля технического состояния [1-5]. Учёт фактического технического состояния необходим при принятии управленческих решений на организационно-техническом уровне для обеспечения функционирования, к примеру, объектов критической инфраструктуры. Решение представленной к обсуждению задачи контроля и диагностики основано на проведении мониторинга изменения температурных значений элементов.

При использовании термограмм для определения технического состояния *электронных модулей* (ЭМ) *программно-аппаратных комплексов связи* (ПАКС) больших интегрированных систем текущее состояние будет характеризоваться матрицей температур, получаемой с помощью тепловизионных датчиков. При проведении исследований использовался тепловизор "Testo 875-2", который позволяет получить термограммы размером 120 x 160, что достаточно для определения температурных значений контролируемых элементов. Иллюстрация полученного в процессе исследований фрагмента термограммы приведена на рисунке 1.

Рисунок 1 – Изображение термограммы ЭМ ПАКС в градациях серого

Так как платы находятся в разных положениях необходимо сегментировать ЭМ ПАКС в тепловых изображениях геометрическим преобразованием и стандартизировать изображения фактического соотношения сторон аффинным преобразованием. Полученные прямоугольные изображения называются термограммами ЭМ ПАКС [6]. Эффективным способом сокращения признакового пространства и сжатия информации является метод вейвлет-преобразований [7].

Анализ различных подходов к решению задачи распознавания вида аномального состояния при анализе тепловых режимов ПАКС на основе вейвлет-преобразования показал, что задача характеризуется следующими исходными положениями.

Исходными данными для решения задачи являются:

Информация о штатном тепловом поведении ПАКС (значения внутренних параметров для различных внешних условий);

Информация, характеризующая основные типы состояний ПАКС при анализе тепловых режимов ПАКС (допусковые интервалы в различных режимах);

Исследуемая измерительная информация, полученная при анализе тепловых режимов ПАКС (различные виды дефектов и отказов);

Частота получения температурных значений элементов ЭМ ПАКС;

Набор ортогональных базисных вейвлет-функций: добеши, симлеты, койфлеты [7].

Необходимо по результатам анализа теплового поведения ПАКС определить принадлежность к типу аномального состояния из библиотеки аномальных состояний. Под аномальным состоянием понимается отклонение от номинального режима функционирования, связанное с изменением внешних и внутренних факторов.

Выбор вейвлет-преобразования для решения задач распознавания и классификации

Применение вейвлет-преобразования в данной работе рассматривается с позиций использования его как инструмента, с помощью которого можно получить признаковое пространство для последующего распознавания. Выбор инструмента *дискретного вейвлет-преобразования* (ДВП) для решения задач распознавания и классификации обусловлен универсальностью математического аппарата вейвлет-анализа, способностью его адаптироваться к форме сигнала [7].

Результаты проведенных исследований показали, что выбор анализирующего вейвлета во многом определяется тем, какую информацию необходимо извлечь из сигнала. С учетом характерных особенностей различных вейвлетов во временном и в частотном пространстве, можно выявлять в анализируемых сигналах те или иные свойства и особенности, которые незаметны при наличии шумов.

При анализе любого сигнала надо, прежде всего, выбрать соответствующий базис, т. е. систему функций, которые будут играть роль «функциональных координат». Однако выбор анализирующего вейвлета не определен заранее. Его следует выбирать в соответствии с решаемой задачей. Простота оперирования с вейвлетом и представления результатов (минимизация используемых параметров) играет важную роль. Неудачный выбор конкретной формы вейвлета может привести к невозможности решения задачи или высокой погрешности, а, следовательно, к неверному определению вида технического состояния ПАКС.

Выбор типа базисной функции из числа применяемых базисов в общем случае зависит от степени адекватности функции и выборки. Количественно, степень оптимальности выбора можно определить по критерию энтропии [7].

В качестве критерия выбора оптимального базиса разложения примем критерий энтропии Шеннона, который количественно характеризует достоверность передаваемого сигнала и используется для расчета количества информации. Энтропия, определенная по формуле Шеннона, дает критерий того, сколько эффективных компонент необходимо, чтобы представить сигнал в определенном базисе [3].

Так как современные ПАКС являются многорежимными и многофункциональными устройствами, превышение допусковых интервалов температурных значений в них может происходить в результате изменения режима функционирования (внутренних и внешних условий функционирования), и не связано с изменением технического состояния ПАКС. Для реализации возможности распознавания технического состояния ПАКС при выходе температурных значений за пределы допусковых интервалов создается база состояний из множества предполагаемых воздействий внешних факторов и возможных дефектов. При этом условно можно выделить аномальные состояния («предотказное» и «отказ») [3, 6]. База аномальных состояний представляет собой множество вейвлет-коэффициентов термограмм ПАКС, полученных путем моделирования, каждая из которых соответствует аномальному состоянию или дефекту.

Термограмму базы состояний предложено формировать следующим образом. В математической модели ПАКС отображается изменение, которое соответствует дефекту или аномальному состоянию. Далее получают термограмму, которая отражает это состояние. Следовательно, полученная термограмма такой измененной модели будет соответствовать состоянию ПАКС, в котором имеется соответствующий дефект, именно в этом элементе. После этого производится вейвлет-преобразование, и полученные вейвлет-коэффициенты сохраняются. Таким способом получают вейвлет-коэффициенты для всех дефектов, свойственных данному ПАКС. Моделирование тепловых процессов ПАКС предложено выполнять с помощью систем автоматизированного проектирования, подавая на вход модель ПАКС, а на выходе, получая термограмму или значения температур элементов [4]. Затем производится вейвлет-преобразование полученной термограммы для сохранения вейвлет-коэффициентов.

Для формирования базы состояний ПАКС и СА на этапе проведения испытаний и ввода в эксплуатацию выполняются следующие шаги.

Шаг 1. Учитывая условия эксплуатация и воздействие внешних факторов составляют список параметров для различных состояний.

Шаг 2. На основе статистики отказов определяют параметры для состояний с различными видами дефектов.

Шаг 3. На основе сформированных параметров проводится моделирование термограмм состояний ПАКС.

Шаг 4. Вейвлет-преобразование смоделированной термограммы технического состояния, сокращения признакового пространства.

Шаг 5. Полученные вейвлет коэффициенты моделируемого аномального состояния сохраняются в базу состояний.

Шаг 6. Если все данные согласно списка аномальных состояний и дефектов сохранены, то переход к шагу 8.

Шаг 7. Вывод информации о том, что моделирование аномальных состояний завершено.

Таким образом, перебирая список аномальных состояний (шаг 4-7), свойственных данному ПАКС получают множество вейвлет-коэффициентов для каждого состояния [5-10].

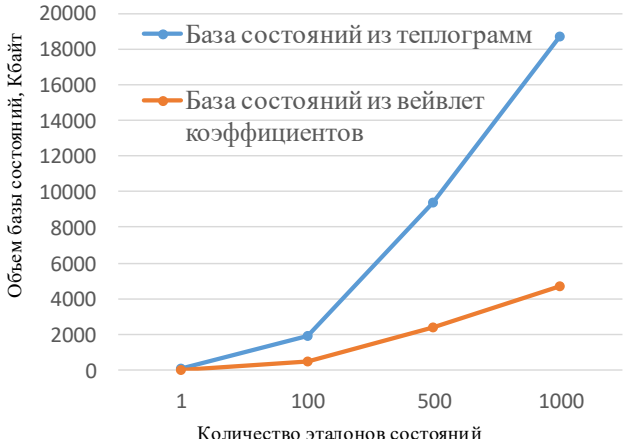


Рисунок 2 – Объем базы состояний с использованием вейвлет-преобразований термограмм и без преобразований

Итак, при тепловом контроле ПАКС на основе термограмм электронных модулей распознавание проводится путем сравнения вейвлет-коэффициентов термограмм текущего состояния с вейвлет-коэффициентами эталонных состояний из базы (рисунок 2). Здесь приведённый график построен для базы состояний состоящей из термограмм ЭМ размером 160 х 120 мм и их вейвет-коэфффициентов.

Таким образом, результаты исследования показывают, что применение предложенной методики позволяет повысить, во-первых, достоверность результатов идентификации, так как наряду с использующимся методами контроля технического состояния добавляется еще и тепловой контроль и, во-вторых, чувствительность к обнаружению аварийных ситуаций, так как появляется возможность определять не только внезапные отказы, но и постепенные, в-третьих, скорость распознавания технического состояния при снижении размеров базы состояний рассматриваемых комплексов различного назначения [7-12].

Литература

1. Сулейманов С.П., Долматов А.В., Увайсов С.У. Характерные дефекты печатных узлов, приводящие к нарушению тепловых режимов комплектующих элементов // Информационные технологии в проектировании, производстве и образовании: сб. тр. Российской научно-технической конференции. – Ковров: КГТА, 2002. С. 84-90.
2. Воробьев В.И., Грибунин В.Г. Теория и практика вейвлет-преобразования. – СПб.: ВУС, 1999. – 274 с.
3. Гончаренко В.И., Кучерявенко Д.С., Гойденко В.К. Распознавание типа аварийной ситуации при испытании беспилотного космического аппарата на основе использования вейвлет-преобразования // Нейрокомпьютеры: разработка, применение. 2016. № 1. С. 39-48.
4. Долматов А.В., Сулейманов С.П., Увайсов С.У., Алкадарский С.У. Программно-методический инструментарий мониторинга производственных дефектов радиотехнических устройств // Надежность и качество: труды Международного симпозиума. – 2005. – Т. 1. – С. 335-336.
5. Будко П.А., Виноградено А.М., Гойденко В.К. Методика теплового диагностирования и контроля технического состояния радиоэлектронного оборудования // Наукоемкие технологии в космических исследованиях земли. 2019. Т. 11. № 1. С. 12-20.
6. Шалумов А.С. Автоматизированная система АСОНИКА для проектирования высоконадежных радиоэлектронных средств на принципах CALS-технологий. – М.: Энергоатомиздат, 2007. – 368 с.
7. Ryvkin S., Rozhnov A., Lobanov I. Convergence of technologies of the evolving prototype of an energy efficient large-scale system, Proceedings of the 20th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies (SIELA 2018, Bourgas, Bulgaria). Bourgas, Bulgaria: IEEE, 2018. https://ieeexplore.ieee.org/document/8447067.
8. Будко П.А., Жуков Г.А., Виноградено А.М., Гойденко В.К. Определение аварийного состояния морского робототехнического комплекса по многоэтапной процедуре контроля на основе использования вейвлет преобразований // Морская радиоэлектроника. 2016. № 4 (58). С. 20-23.
9. Будко Н.П., Будко П.А., Виноградено А.М., Дорошенко Г.П., Рожнов А.В., Минеев В.В., Мухин А.В. Способ распределенного контроля и адаптивного управления многоуровневой системой и устройство для его осуществления // Патент на изобретение RU 2450447 C1, опубл. 10.05.2012, бюл. № 13.
10. Виноградено А.М., Ладонкин О.В., Юров А.С. Система мониторинга технического состояния подвижных объектов военного назначения с использованием беспроводных технологий T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. № 1. С. 51-55.
11. Ryvkin S., Rozhnov A., Lobanov I., and Chernyshov L., Investigation of the stratified model of virtual semantic environment for modifiable vehicles, Proceedings 20th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies, SIELA 2018, 2018. P. 8447069.
12. Rozhnov A. V., and Lobanov I. A., Investigation of the joint semantic environment for heterogeneous robotics, Proceedings of 2017 10th International Conference Management of Large-Scale System Development, MLSD 2017, 2017. P. 8109678.

DIAGNOSTIC OF INTEGRATED COMMUNICATION SYSTEMS BASED ON WAVELET TRANSFORMATIONS OF THERMOGRAMS OF ELECTRONIC MODULES

D.Sc. P. A. Budko, Ph.D. V. K. Goydenko,
Ph.D. A. V. Rozhnov, Ph.D. A. M. Vinogradenko

The method of recognizing the type of abnormal state of electronic modules is presented. Diagnostics of software and hardware communication systems is implemented using the wavelet transform. An algorithm for forming a database of anomalous states of integrated communication systems has been developed. The results of modeling thermal processes and illustrations of thermograms that characterize the technical state of software and hardware communication systems are shown.

_____ ◆ _____

РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО КАНАЛА В УСЛОВИЯХ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ

проф., д.т.н. Артюшенко В.М.[1], доц., д.т.н. Воловач В.И.[2]

[1]Технологический университет
[2]Поволжский государственный университет сервиса

Произведен энергетический расчет, заключающийся в определении мощности сигнала на входе приемного устройства в точке приема. Показано, что в этом случае увеличение расстояния между приемником и передатчиком приводит экспоненциальному спаду мощности сигнала на входе приемника. Показано, что при работе дуплексного канала на малых расстояниях его помехоустойчивость определяющим образом зависит от замирания сигналов, возникающих вследствие интерференции прямого и отраженного от подстилающей поверхности электромагнитного поля в приемной апертуре. Приведены выражения, позволяющие определить вероятность ошибки элемента передаваемого сигнала при использовании амплитудной модуляции. Показано, что огибающая сигнала, отраженного от подстилающей поверхности, носит случайный характер. Рассмотрены две практически важные модели отражений: с доминирующей блестящей точкой и без доминирующей блестящей точки.).

В настоящее время все технологически развитые страны решают вопросы автоматизированного управления движением различного рода транспортных средств (ТС), например, трамваев, троллейбусов, автобусов, поездов метрополитена и т.п. [1, 2].

Одним из важнейших звеньев в таких системах управления ТС является канал обмена информацией. Исследования показывают, что достаточно эффективным является обмен информацией как в определенных точках маршрутах ТС (остановках, станциях и т.д.), так и при их движении для передачи текущей информации и корректировки программы движения, организуемых в СВЧ диапазоне частот. Использование СВЧ диапазона обладает целым рядом достоинств как по помехозащищенности, так и по сравнительно простой технической реализации. При этом расстояние между передающим и приемным устройством в таких системах обычно делают минимальным (единицы-десятки метров), что позволяет говорить о работе этих систем в условиях ближнего действия.

Информационный СВЧ канал представляет собой радиолинию ближнего действия (РБД), служащую для передачи дискретной информации между ТС (мобильный модуль) и наземным пунктом (стационарный модуль). Вероятность ошибочного приема P_0 задается не более 10^{-6} на десятичный знак. При этом объем информации, передаваемый, например, за 10 секунд, может достигать десятков Мбит.

В состав РБД входят мобильные и стационарные модули устройств передачи, приема и обработки дискретных сигналов [3]. Отметим, что в качестве антенн в РБД должны использоваться антенны с остронаправленной диаграммой направленности (ДН), например, пирамидальные рупорные антенны [4]. Порядок их расчета приведен авторами ранее в [3, 5].

Остановимся более подробно на энергетическом расчете и определении помехоустойчивости дуплексного канала ближнего действия в условиях замираний сигнала.

Энергетический расчет. Энергетический расчет заключается в определении мощности сигнала в месте приема $P_{прм}$ и расчета отношения энергии сигнала E_c к спектральной плотности мощности помехи N_0 $q^2 = E_c^2 / H_0^2$ ·

Рассчитаем мощность сигнала на входе приемника при заданной выходной мощности передатчика по формуле [6];

$$P_{прм} = P_{пер} G_{пер} G_{пр} \eta_{пер} \eta_{пр} \frac{\lambda^2}{16\pi^2 R_0^2},$$

где $P_{пер}$ – мощность передатчика, Вт; $G_{пер}$, $G_{пр}$ – соответственно, коэффициент усиления по мощности передающей и приемной антенны; $\eta_{пер}$, $\eta_{пр}$ – соответственно, коэффициент полезного действия антенно-фидерного тракта передающего и приемного устройства; R_0 – расстояние между точками передачи и приема, м.

На рисунке 1 приведена зависимость $P_{прм} = f(R_0)$ для случая, когда при остановке ТС оси ДН передающей и приемной антенн совпадают; при этом принималось $P_{пер} = 5 \times 10^{-3}$ Вт; $\eta_{пер} = \eta_{пр} \approx 1$; $\lambda = 3 \times 10^{-2}$ м. Когда оси ДН антенн не совпадают, то используют зависимости $P_{прм} = f(R_0; \Delta R)$, приведенные там же.

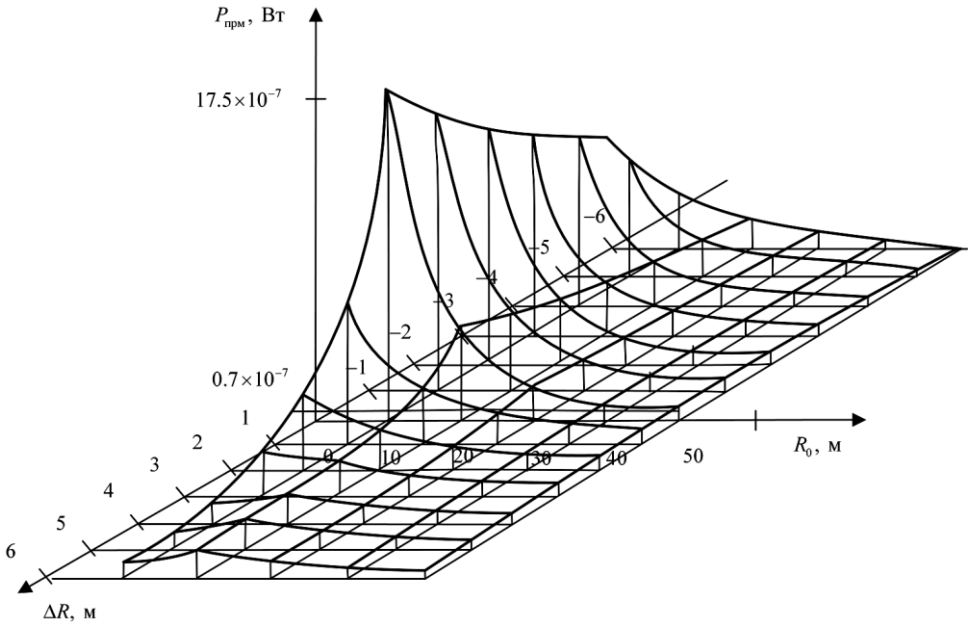


Рисунок 1. Зависимость мощность сигнала на входе приемника от расстояний R_0 и ΔR

Из представленных зависимостей видно, что с увеличением расстояния между приемником и передатчиком мощность сигнала на входе приемника падает по экспоненциальному закону. Так, при R_0 = 10 м величина мощности сигнала составляет $17{,}5 \times 10^{-7}$ Вт; при R_0 = 50 м мощность уменьшилась до $0{,}7 \times 10^{-7}$ Вт.

На практике место остановки ТС случайно, и может быть ограничено лишь некоторой зоной $\pm \Delta R = L$. В результате может произойти так, что оси ДН передающей и приемной антенн не совпадут. В этом случае мощность сигнала на входе приемника определяется выражением:

$$P_{прм} = \frac{K}{R_x^2} F(\alpha) F(\beta),$$

где $K = P_{пер} G_{пер} G_{пр} \eta_{пер} \eta_{пр} \frac{\lambda^2}{16\pi^2}$; $R_x = \sqrt{y_0^2 + (x_0 + x)^2}$; x_0, y_0 – координаты точка установки передающей антенны, характеризующейся ДН $F(\alpha)$; x – текущее местоположение антенны, установленное на ТС, характеризующееся ДН $F(\beta)$.

Помехоустойчивость дуплексного канала. При работе дуплексного канала в условиях ближнего действия определяющее воздействие на его помехоустойчивость оказывают замирания сигналов. Они

возникают в результате интерференции прямого $\dot{E}_{\text{пр}}$ и отраженного от подстилающей поверхности $\dot{E}_{\text{отр}}$ электромагнитного поля в приемной апертуре.

Суммарное поле $\dot{E}_{\Sigma}$ при одиночном приеме можно описать соотношением

$$\dot{E}_{\Sigma} = \dot{E}_{\text{пр}} + \dot{E}_{\text{отр}} = 0,5\sqrt{30P_1\eta_1G_1}F_{\text{пр}}(\alpha)\exp\left\{-i\frac{2\pi}{\lambda}r_1\right\}F_{\text{пр}}(\beta) + \\ + \int_{D(x,y)}\left|\Phi(x,y)\right|\frac{\sqrt{30P_1\eta_1G_1}}{r_2}F_{\text{пр}}(\alpha+\Delta\alpha)F_{\text{пр}}(\beta+\Delta\beta)\exp\left\{-i\frac{2\pi}{\lambda}r_2 + i\beta_{\text{ф}}\right\}ds(x,y), \quad (1)$$

где P_1, η_1, G_1 – соответственно, мощность излучения, КПД и коэффициент усиления антенно-фидерного тракта передающей антенны; $F_{\text{пр}}(\alpha)$, $F_{\text{пр}}(\beta)$ – соответственно, характеристики направленности передающей и приемной антенны; α – угол между направлением максимального излучения и направлением на центр приемной апертуры; β – угол между максимумом ДН приемной антенны и направленности на передающую антенну; углы $\Delta\alpha$, $\Delta\beta$ и значения r_1 = AB и r_2 = AC + CB пояснены на рис. 2; $\left|\Phi(x,y)\right|$ – модуль коэффициента отражения, учитывающий уменьшение амплитуды волны при отражении от подстилающей поверхности; $\beta_{\text{ф}}$ – фаза коэффициента отражения, учитывающая изменение фазы при отражении; $C(x, y)$ – текущая точка подстилающей поверхности $D(x, y)$, формирующей отраженную волну.

В амплитудных множителях можно приближенно считать, что $r_1 \approx r_2 \approx r$. В этом случае выражение (1) можно преобразовать к виду:

$$\dot{E}_{\Sigma} = \dot{E}_0\left[F_{\text{пр}}(\alpha)F_{\text{пр}}(\beta) + J_1(\alpha,\Delta\alpha,\beta,\Delta\beta)\right] = \dot{E}_0V,$$

где

$$J_1(\alpha,\Delta\alpha,\beta,\Delta\beta) = \sum_{i=1}^{N}\int_{D(x,y)}F_{\text{пр}}\left(\alpha+\Delta\alpha(x,y)\right)F_{\text{пр}}\left(\beta+\Delta\beta(x,y)\right)\times \\ \times\left|\Phi(x,y)\right|\exp\left\{i\left[k\Delta r(x,y)+\beta_{\text{ф}}(x,y)\right]\right\}ds(x,y);$$

$\dot{E}_0 = \frac{1}{r}\sqrt{30P_1\eta_1G_1}\exp\left\{i\frac{2\pi}{\lambda}r_1\right\}$ – напряженность поля при распространении в свободном пространстве; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$; $\Delta r(x,y)$ – расстояние до текущей точки $C(x, y)$ подстилающей поверхности $D(x, y)$, формирующей отраженную волну.

В [6, 7] показано, что выражение в квадратных скобках представляет собой множитель ослабления, характеризующий интерференцию прямой и отраженной волн.

Для практических приложений наибольший интерес представляет модуль множителя ослабления

$$|V| = \sqrt{F_{\text{пр}}(\alpha)F_{\text{пр}}(\beta) + \text{Re}\,J_1(\alpha,\Delta\alpha,\beta,\Delta\beta)^2 + \text{Im}J_1(\alpha,\Delta\alpha,\beta,\Delta\beta)^2}.$$

Для вычисления $J_1(.)$ воспользуемся методом стационарной фазы, представив $D(x, y)$ в виде совокупности N участков, в пределах каждого из которых волна может считаться локально плоской.

В этом случае

$$J_1(\alpha,\Delta\alpha,\beta,\Delta\beta) = \sum_{i=1}^{N}\int_{D(x,y)}F_{\text{пр}}\left(\alpha+\Delta\alpha(x,y)\right)F_{\text{пр}}\left(\beta+\Delta\beta(x,y)\right)\times \\ \times\left|\Phi(x,y)\right|\exp\left\{i\left[k\Delta r(x,y)+\beta_{\text{ф}}(x,y)\right]\right\} = \sum_{i=1}^{N}F_{\text{пр}}\left(\alpha+\Delta\alpha(x_i,y_i)\right)\times \quad (2) \\ \times F_{\text{пр}}\left(\beta+\Delta\beta(x_i,y_i)\right)\left|\Phi(x_i,y_i)\right|\exp\left\{i\left[k\Delta r(x_i,y_i)+\beta_{\text{ф}}(x_i,y_i)\right]\right\},$$

где (x_i, y_i) – координаты точки стационарной фазы локального участка $D_i(x, y)$.

Нетрудно видеть, что в случае, когда размеры отраженной поверхности $D(x, y)$ значительно меньше расстояний r_1 и r_2, N = 1 и множитель ослабления может быть с учетом обозначений преобразован к известному соотношению

$$|V| = \left(F^2(\alpha,\beta) + F(\alpha,\Delta\alpha,\beta,\Delta\beta)^2\left|\Phi(x,y)\right|2F(\alpha,\beta)\times \right. \\ \left.\times F(\alpha,\Delta\alpha,\beta,\Delta\beta)\left|\Phi(x,y)\right|\cos\varphi.\right. \quad (3)$$

Здесь $F^2(\alpha,\beta)=F_{\text{пр}}(\alpha)F_{\text{пр}}(\beta)$; $F(\alpha,\Delta\alpha,\beta,\Delta\beta)=F_{\text{пр}}(\alpha+\Delta\alpha)F_{\text{пр}}(\beta+\Delta\beta)$; φ – фаза сигнала.

Перейдем далее непосредственно к рассмотрению помехоустойчивости дуплексного канала, работающего в условиях ближнего действия.

Вероятность ошибки элемента передаваемого сигнала при использовании амплитудной модуляции и некогерентного приема определяется соотношением [8]:

$$P_{\text{ош}}=\frac{1}{2}\exp\left\{-\frac{q^2}{2}|V|^2\right\}, \quad (4)$$

где $q^2=P_cT/N_0^2$; P_c – мощность элемента сигнала длительностью T; N_0^2 – спектральная плотность белого нормального шума.

Заметим, что величина q^2 играет роль отношения сигнала к шуму. Обозначив в (3) $A_0=F^2(\alpha,\beta)$ и $B_0=F^2(\alpha,\Delta\alpha,\beta,\Delta\beta)\left|\Phi(x,y)\right|$, преобразуем (4) к виду

$$P_{\text{ош}}=\frac{1}{2}\exp\left\{-\frac{q^2}{2}\left(A_0^2+B_0^2+2A_0B_0\cos\varphi\right)\right\}.$$

Как правило, относительно распределения фаз делается предположение [5]

$$\varphi\in W(\varphi)=\begin{cases}\dfrac{1}{2\pi}, & \varphi\in[-\pi;\pi];\\ 0, & \varphi\notin[-\pi;\pi],\end{cases}$$

где $W(\varphi)$ – плотность распределения вероятностей (ПРВ) фазы.

С учетом сделанных предположений вероятность ошибки будет

$$P_{\text{ош}}\left(\frac{q}{A_0,B_0}\right)=\int_{-\pi}^{\pi}P_{\text{ош}}\left(\frac{q}{A_0,B_0,\varphi}\right)W(\varphi)=\frac{1}{4\pi}\exp\left\{-\frac{q^2}{2}\left(A_0^2+B_0^2\right)\right\}I_0\left(A_0B_0q^2\right), \quad (5)$$

где $I_0(.)$ – функция Бесселя нулевого порядка.

Выражение (5) характеризует случайный характер огибающей сигнала, отраженного от подстилающей поверхности.

Так как $D(x, y)$ может рассматриваться как протяженная поверхность, то относительно ПРВ $W(B_0)$ справедливы те же предположения, что и для протяженных объектов.

Интерес представляет две модели отражений:

– с доминирующей блестящей точкой

$$W(B_0)=\frac{B_0}{\sigma_B^2}\exp\left\{-\frac{B_0^2+a_b^2}{2\sigma_B^2}\right\}I_0(B_0a_b) \quad (6)$$

где σ_B^2 – дисперсия флуктуаций отраженного от поверхности $D(x, y)$ сигнала; a_b – характеризует амплитуду сигнала, отраженного от доминирующей блестящей точки;

– без доминирующей блестящей точки

$$W(B_0)=\frac{2m^mB_0^{2m-1}}{\Gamma(m)\sigma_B^{2m}}\exp\left\{-\frac{mB_0^2}{\sigma_B^2}\right\}, \quad (7)$$

где m – параметр распределения; Γ(.) – гамма-функция.

Соотношение (7), называемое распределением Накагами, является более общим, чем распределение Рэлея. При $m = 1$ выражение (7) переходит в рэлеевский закон, а при $m > 1$ его можно использовать даже для аппроксимации обобщенного рэлеевского закона.

Рассмотрим отдельные случаи несколько подробнее. Произведя усреднение (5) по параметру B_0 подчиняющемуся закону распределения (6), получим, что вероятность ошибки в этом случае будет определяться так:

$$P_{\text{ош}}=\frac{1}{4\pi\sigma_B^2}\exp\left\{-\frac{q^2A_0^2}{2}-\frac{a_b^2}{2\sigma_B^2}\right\}\int_0^{\infty}B_0\exp\left\{-B_0^2\left(\frac{q^2}{2}-\frac{1}{2\sigma_B^2}\right)\right\}I_0\left(\frac{B_0a_b}{\sigma_B^2}\right)I_0\left(A_0B_0q\right)dB_0.$$

Воспользовавшись тем, что интеграл в правой части является табличным [9], запишем $P_{\text{ош}}$

$$P_{\text{ош}}=\frac{\exp\{-Q\}}{2\pi\sigma_B^4}I_0\left(\frac{A_0a_b}{\sigma_B^2q}\right), \quad (8)$$

где $Q = \frac{\left(q^4 A_0^2 \sigma_B^4 + q^4 \sigma_B^2 a_b^2 + q^2 2A_0^2 \sigma_B^4 + 2a_b\right)}{2q^4 \sigma_B^4}$.

В случае, когда $\left(a_b^2 + A_0^2\right) << q$ выражение (8) может быть упрощено при $\sigma_B^2 = 1$

$$P_{\text{ош}} = \frac{\exp\left\{-\frac{q^2 A_0^2 \sigma_B^2 + a_b^2}{2\sigma_B^2}\right\}}{2\pi\sigma_B^2 q^4} I_0\left(\frac{A_0 a_b}{\sigma_B^2 q}\right). \qquad (9)$$

Зависимости $P_{\text{ош}} = f\left(q^2\right)$ при различных значениях величин A_0, a_b и σ_B^2 представлены авторами в [5]. Там же рассмотрен случай, когда $W(B_0)$ описывается выражением (7) по результатам которого построены зависимости $P_{\text{ош}} = f(q)$.

Вывод. Осуществлен энергетический расчет РБД СВЧ диапазона. Показано, что увеличение расстояния между приемником и передатчиком ведет к экспоненциальному спаду мощности сигнала на входе приемника. При работе дуплексного канала в условиях ближнего действия его помехоустойчивость определяющим образом зависит от замирания сигналов, возникающих вследствие интерференции прямого и отраженного от подстилающей поверхности электромагнитного поля в приемной апертуре. Показано, что огибающая сигнала, отраженного от подстилающей поверхности, носит случайный характер. Результаты моделирования помехоустойчивости показали, что вероятность ошибки в дуплексном канале в условиях замирания СВЧ сигнала может достигать менее $10^{-6}…10^{-8}$ на знак. Рассмотрены две практически важные модели отражений: с доминирующей и без доминирующей блестящих точек, для каждой из которых найдены выражения для определения вероятности ошибки

Литература

1. Гапанович В.А., Грачев А.А. Системы автоматизации и информационные технологии управления перевозками на железных дорогах. М.: Маршрут, 2006.
2. Исаков О. Вопросы совершенствования АСУ железнодорожного транспорта. Саарбрюккен: LAP Lambert Academic Publishing, 2012.
3. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Организация информационного сверхвысокочастотного канала ближнего действия, устойчивого к замираниям сигнала // Информационно-технологический вестник, 2018, № 1(15). С. 72-83.
4. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988.
5. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Передача дискретной информации в радиоканале ближнего действия СВЧ-диапазона // Электромагнитные волны и электронные системы, 2018, Т. 23, № 2. С. 40-46.
6. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ; Под ред. Г.З. Айзенберга. В 2 ч. М.: Связь, 1977.
7. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Определение плотности распределения вероятности смеси сигнала и аддитивного шума под влиянием мультипликативных помех // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018, Том 8, № 1. С. 55-60.
8. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983.
9. Ван дер Варден Б. Л. Математическая статистика. М.: ИЛ, 1960.

CALCULATION OF ENERGY PARAMETERS AND NOISE IMMUNITY INFORMATION CHANNEL IN THE MIDDLE OF THE ACTION

prof. Artyushenko V.M.[1], as. prof. Volovach V.I.[2]

[1]Technological University
[2] Volga Region State University of Service

The energy calculation consisting in determining the signal power at the input of the receiving device at the receiving point is made. It is shown that in this case the increase in the distance between the receiver and the transmitter leads to an exponential decrease in the signal power at the input of the receiver. It is shown that when the

duplex channel is operated at short distances, its noise immunity depends on the fading of signals arising from the interference of the direct and reflected electromagnetic field from the underlying surface in the receiving aperture. Expressions are given to determine the probability of error of the transmitted signal element when using amplitude modulation. It is shown that the envelope of the signal reflected from the underlying surface is random. We consider two practically important models of reflection: with a dominant brilliant point and no dominant brilliant points.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРВ СМЕСИ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ СИГНАЛА И АДДИТИВНО-МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ

проф., д.т.н. Артюшенко В.М.[1], доц., д.т.н. Воловач В.И.[2]

[1]Технологический университет
[2]Поволжский государственный университет сервиса

Получены и проанализированы математические выражения для определения плотности распределения вероятностей (ПРВ) мгновенных значений смеси сигнала и воздействующих на него аддитивно-мультипликативных помех. Приведены статистические характеристики ПРВ мгновенных значений сигнала при наличии мультипликативных (модулирующих) помех и получено выражение для совместной ПРВ мгновенных значений сигнала, огибающей и фазы. Получены выражения для ПРВ мгновенных значений сигнала для ряда практически значимых случаев: при независимости флюктуации амплитуды и фазы в совпадающие моменты времени и при наличии только фазовых искажений. Показано, что при независимости амплитудных и фазовых искажения ПРВ радиосигнала мало зависит от ПРВ фазы и определяется в основном ПРВ мгновенных значений сигнала. Найдены выражения для определения начальных моментов *k*-го порядка ПРВ сигнала для случая, когда между флуктуациями амплитуды и фазы имеется функциональная связь. При этом среднее значение сигнала в значительной степени определяется характером амплитудных искажений. Отмечается, что при функционально связанных амплитудно-фазовых искажениях при разложении ПРВ смеси сигнала и аддитивной помехи по нормальному закону весовые множители определяются производной от характеристической функции амплитудных искажений (флуктуаций огибающей).

В статистической радиотехнике, радиолокации, радионавигации, в теории связи и автоматического управления широкое распространение получила прикладная теория случайных процессов. Как правило, рассматриваются модели, в которых принимаемые сигналы описываются в виде аддитивной смеси полезного сигнала и гауссовского шума [1, 2 и др.]. Однако, в реальных случаях полезные сигналы довольно часто подвержены воздействию мультипликативных (модулирующих) помех [3-5 и др.]. Для синтеза и анализа информационно-измерительных систем обрабатывающих такие сигналы, необходимы математические модели, позволяющие близко к реальности смоделировать плотность распределения вероятностей (ПРВ) названных смесей [6, 7].

ПРВ мгновенных значений сигнала при наличии мультипликативных помех. Известно [3, 5], что мультипликативная (модулирующая) помеха приводит к фазовым и амплитудным искажениям сигнала. Сигнал, искаженный модулирующей помехой, может быть записан

$$u_{\text{м}} = \eta(t)U(t)\cos[\omega_c t + \Phi(t) + \varphi_0 + \varphi(t)],$$

где $\eta(t) \geq 0$ – безразмерный множитель, характеризующий изменения огибающей сигнала, вызванные модулирующей помехой (амплитудные искажения); $U(t)$ – огибающая сигнала, определяемая законом его амплитудной модуляции; ω_c – несущая частота сигнала; $\Phi(t)$ – закон фазовой модуляции сигнала (при частотной модуляции $\Phi(t) = \int \Omega(t)dt$, где $\Omega(t)$ – закон частотной модуляции); φ_0 – начальная фаза сигнала; $\varphi(t)$ – изменения фазы сигнала, вызванные модулирующей помехой (фазовые искажения).

Представим сигнал при воздействии модулирующей помехи на интервале $t \in (0, T)$ в виде

$$s(t) = \frac{u_{\text{м}}(t)}{U(t)} = \eta(t)\cos[\omega_c t + \Phi(t) + \varphi(t)] = U_{\text{м}}(t)\cos\Psi(t), \quad (1)$$

где $\eta(t)$, $\varphi(t)$ – функционально связанные случайные функции, характеризующие, соответственно, искажения амплитуды и фазы; $U(t)$, $\Phi(t)$ – известные законы изменения амплитуды и фазы, определяющие передаваемую информацию; $\Psi(t)$ – полная мгновенная фаза сигнала $s(t)$.

Совместная ПРВ мгновенных значений сигнала $s(t)$, огибающей $\eta(t)$ и фазы $\varphi(t)$ с учетом соотношения (1) и свойства δ-функции может быть описана в виде [1]

$$W(s,\eta,\varphi)=W(\eta,\varphi)\delta(s-\eta\cos\Psi)=\frac{1}{2\pi}W(\eta,\varphi)\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left[jx(s-\eta\cos\Psi)\right]dx.$$

Использовав разложение $\exp\left[jx\eta\cos\Psi\right]=\sum_{l=-\infty}^{\infty}J_l(x\eta)\exp\left[jl\Psi\right]$, где $J_l(x\eta)$ – функция Бесселя действительного аргумента целого порядка, и учитывая периодический характер функции cosΨ, получим согласно [8]:

$$W(s,\eta,\varphi)=\frac{W(\eta,\varphi)}{\pi\sqrt{\eta^2-s^2}}\sum_{l=-\infty}^{\infty}\exp\left[jl\left(\Psi+\arcsin\frac{s}{\eta}\right)\right],\ s\le\eta. \qquad (2)$$

Выражение (2) позволяет получить ПРВ мгновенных значений сигнала $W(s)$ при наличии амплитудных и фазовых искажений с ПРВ $W(\eta, \varphi)$.

Пусть флюктуации амплитуды и фазы независимы хотя бы в совпадающие моменты времени. В этом случае ПРВ мгновенных значений имеет вид:

$$\begin{aligned}W(s)&=\int_0^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}W(s,\eta,\varphi)d\eta d\varphi=\frac{1}{\pi}\int_{|s|}^{\infty}\frac{W(\eta)}{\sqrt{\eta^2-s^2}}d\eta+\\&+\frac{1}{\pi}\sum_{\substack{l=-\infty\\ l\neq0}}^{\infty}\theta_1^{\varphi}(l)\exp\left[jl\overline{\Psi}\right]\int_{|s|}^{\infty}\frac{W(\eta)}{\sqrt{\eta^2-s^2}}\exp\left[jl\arcsin\frac{s}{\eta}\right]d\eta,\ |s|\le\eta,\end{aligned} \qquad (3)$$

где θ_1^{φ} – одномерная характеристическая функция фазовых искажений сигнала $s(t)$ (выражения для некоторых одномерных характеристических функций θ_1^{φ} приведены в [3]); $\overline{\Psi}(t)=\omega_c t+\Phi(t)+\Phi_0$ – математическое ожидание $\Psi(t)$; Φ_0 – среднее значение фазовых искажений $\varphi(t)$.

При наличии только фазовых искажений $W(\eta)=\delta(\eta-\eta_0)$, где η_0 – математическое ожидание $\eta(t)$, ПРВ мгновенных значений сигнала (3) будет записано:

$$W(s)=\frac{1}{\pi\sqrt{\eta_0^2-s^2}}\left[1+2\sum_{l=1}^{\infty}\left|\theta_1^{\varphi}(l)\right|\cos\left\{l\left[\omega_c t+\Phi(t)\right]+\arg\theta_1^{\varphi}(l)+l\arcsin\frac{s}{\eta_0}\right\}\right],\ |s|\le\eta_0. \qquad (4)$$

Расчет первых четырех начальных моментов для ПРВ (4) приведен нами в [7].

Заметим, что в соотношениях (3) и (4) первые слагаемые соответствуют ПРВ сигнала $s(t)$ с равномерно распределенной фазой на интервале $(0, 2\pi)$. Вес остальных составляющих определяется характеристической функцией фазовых искажений, причем $\lim_{l\to\infty}\theta_1^{\varphi}(l)\to0$.

Также важно отметить, что ПРВ (3) и (4) при неравномерном распределении фазы на интервале $(0, 2\pi)$ зависят от времени, а сигнал является нестационарной функцией.

Отметим, что если амплитуда и фаза сигнала $s(t)$ являются независимыми случайными функциями, то величина $W(s)$ может быть преобразована с использованием переменной $\eta=|s|\mathrm{ch}x$ [7].

Воспользовавшись результатами [9], опуская ряд сложных математических преобразований, запишем окончательное выражение для определения ПРВ мгновенных значений сигнала (3), которое будет иметь вид

$$W(s)=W_0(s)+\frac{2}{\pi}\sum_{l=1}^{\infty}\frac{1}{l}\left|\theta_1^{\varphi}(l)\right|W_{\eta}(|s|)\sin\left\{l\left[\omega_c t+\Phi(t)+\frac{\pi}{2}+\arg\theta_1^{\varphi}(l)\right]\right\},\ |s|\le\eta.$$

Из полученного выражения видно, что при независимых амплитудных и фазовых искажениях, когда $\sigma_{\varphi}^2>>1$, а $\left|\theta_1^{\varphi}(l\ge1)\right|<<1$, ПРВ радиосигнала $W(s)$ мало зависит от ПРВ фазы $W_{\Phi}(s)$ и определяется в основном лишь ПРВ $W_0(s)$, то есть практически зависит лишь от ПРВ огибающей $W(\eta)$.

Выражения для ПРВ $W(s)$ радиосигнала (1) при воздействии модулирующей (мультипликативной) помехи для случая фазовых искажений, равномерно распределенных на интервале $(0, 2\pi)$, или глубоких $\sigma_{\varphi}^2>>1$ фазовых искажений для наиболее часто встречающихся ПРВ огибающей (амплитуды) $W(\eta)$ можно найти в [1].

Если между флуктуациями амплитуды и фазы имеется функциональная связь $\varphi = f(\eta)$, то двумерную ПРВ $W(\eta, \varphi)$ можно представить в виде

$$W(\eta,\varphi)=W(\eta)\delta[\varphi-f(\eta)]. \qquad (5)$$

Подставляя (5) в (2), после интегрирования и ряда математических преобразований получим

$$W(\mathrm{s}) = \frac{1}{\pi}\sum_{l=-\infty}^{\infty}\int_{|s|-\infty}^{\infty}\int^{\infty}\frac{W(\eta)\delta[\varphi - f(\eta)]}{\sqrt{\eta^2 - s^2}}\exp\left[jl\left(\arcsin\frac{s}{\eta} + \Psi\right)\right]d\eta d\varphi = \\ = \frac{1}{\pi}W_{\eta}(|s|\mathrm{ch}x)dx + \frac{2}{\pi}W(|s|)\sum_{l=1}^{\infty}\frac{1}{l}\sin\left\{l\left[\omega_c t + \Phi(t) + \frac{\pi}{2} + f(|s|)\right]\right\}. \quad (6)$$

Отметим, что при наличии функциональной связи между амплитудой и фазой ПРВ передаваемого сигнала $W(\mathrm{s})$ может быть выражена через статистические характеристики огибающей.

Начальный момент k-го порядка распределения $W(\mathrm{s})$ (6) можно записать в виде:

$$m_k(s) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}s^k W(s)ds = m_k(s)|_p + m_k(s)|_{\phi}. \quad (7)$$

Компоненты, входящие в (7), были определены ранее и описаны авторами в [7].

Анализ соотношения (7) показывает, что среднее значение сигнала $s(t)$ (1) в значительной степени зависит от характера амплитудных искажений. Кроме составляющей, определяемой ПРВ при равномерном на интервале $(0, 2\pi)$ законе распределения фазы, оно определяется еще и составляющей, зависящей от производной характеристики функции амплитудных искажений.

ПРВ суммы аддитивной помехи и сигнала при наличии модулирующих (мультипликативных) помех. На практике вместе с сигналом, подверженным воздействию модулирующих помех (1), как правило, присутствует аддитивная гауссовская помеха $n(t)$, ПРВ которой можно описать как

$$W(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n}\exp\left(-n^2/2\sigma_n^2\right),$$

где σ_n^2 – дисперсия аддитивного шума.

Воспользовавшись полученными соотношениями для ПРВ мгновенных значений сигнала $W_0(s)$, определим ПРВ смеси сигнала (1) и аддитивной помехи

$$y(t) = u_{\text{м}}(t) + n(t), \quad 0 \le t \le T, \quad (8)$$

где из (1) следует $u_{\text{м}}(t) = U(t)s(t)$.

ПРВ суммы случайных величин можно найти из выражения: $W(y) = \int_{-\infty}^{\infty}W(u_{\text{м}})W(y - u_{\text{м}})du_{\text{м}}$.

Подставив (8) в (2) с учетом (1) и заменив переменную интегрирования $\mathrm{x} = \arcsin(\mathrm{u}_{\text{м}}/\eta)$, получим

$$W(y,\eta,\varphi) = \frac{W(\eta,\varphi)}{\pi\sqrt{2\pi}\sigma_n}\exp\left(-\frac{2y^2 + \eta^2U^2}{4\sigma_n^2}\right)\sum_{l=-\infty}^{\infty}\exp(jl\Psi)\int_{-\pi/2}^{\pi/2}\exp\left(-\frac{\eta^2U^2}{4\sigma_n^2}\cos 2x - \frac{\eta Uy}{2\sigma_n^2}\cos x + jlx\right)dx. \quad (9)$$

Воспользовавшись разложением [8] $\exp(-a\arccos x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty}(-1)^n I_n(a)\exp(jxn)$, где $I_n(a)$ – модифицированная функция Бесселя, после необходимых преобразований, запишем (9) в виде:

$$W(y,\eta,\varphi) = \frac{W(\eta,\varphi)}{\pi\sqrt{2\pi}\sigma_n}\exp\left(-\frac{2y^2 + \eta^2U^2}{4\sigma_n^2}\right)\times\sum_{l=-\infty}^{\infty}\sum_{k=-\infty}^{\infty}I_{2k+p}\left(\frac{\eta Uy}{\sigma_n^2}\right)I_{2k}\left(\frac{\eta^2U^2}{4\sigma_n^2}\right)\exp(jl\Psi).$$

Тогда ПРВ смеси сигнала и аддитивной помехи может быть найдено из соотношения

$$W(y) = \frac{1}{\pi\sqrt{2\pi}\sigma_n}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_n^2}\right)\sum_{l=-\infty}^{\infty}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\theta_1^{\varphi}(l)F(y,k,l)\exp\{jl[\omega_c t + \Phi(t)]\},$$

где $F(y,k,l) = \int_0^{\infty}I_{2k+p}\left(\frac{nUy}{\sigma_n^2}\right)I_{2k}\left(\frac{\eta^2U^2}{4\sigma_n^2}\right)\exp\left[-\frac{\eta^2U^2}{4\sigma_n^2}\right]W(\eta)d\eta$; $\Psi = \omega_c t + \Phi(t) + \varphi(t)$.

Введем обозначение $\rho^2 = \frac{\eta^2(t)U^2(t)}{2\sigma_n^2}$, играющее роль отношения сигнал/помеха (ОСП). Рассмотрим два случая $\rho^2 >> 1$ и $\rho^2 << 1$, представляющих существенный интерес при решении практических задач.

Пусть амплитудные и фазовые искажения являются независимыми, т.е. $W(\eta,\varphi) = W(\eta)W(\varphi)$, а ОСП $\rho^2 << 1$. Ограничившись членами двойного ряда с номером $k = 0$, считая, что $I_0(x)\exp(-x) \cong 1$, получим

$$W(y,\eta,\varphi)=\frac{W(\eta,\varphi)}{\pi\sqrt{2\pi}\sigma_n}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_n^2}\right)\sum_{l=-\infty}^{\infty}I_l\left(\frac{\eta Uy}{\sigma_n^2}\right)\exp(jl\Psi).$$

При произвольном законе распределении фазы и отсутствии амплитудных искажений $W(\eta)=\delta(\eta-1)$:

$$W(y)=\frac{1}{\pi\sqrt{2\pi}\sigma_n}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_n^2}\right)\sum_{l=-\infty}^{\infty}\theta_1^{\varphi}(l)I_l\left(\frac{Uy}{2\sigma_n^2}\right)\exp\{jl[\omega_c t+\Phi(t)]\},\ \rho^2<<1.$$

При фазовых искажениях, равномерно распределенных на интервале (0, 2π), или глубоких фазовых искажений $\sigma_\varphi^2>>1$:

$$W(y)=\frac{1}{\pi\sqrt{2\pi}\sigma_n}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_n^2}\right)I_0\left(\frac{\eta Uy}{\sigma_n^2}\right),\ \rho^2<<1,\ \sigma_n^2>>1.$$

При произвольном законе распределения огибающей ПРВ суммарного сигнала будет иметь следующий вид:

$$W(y)=\frac{1}{\pi\sqrt{2\pi}\sigma_n}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_n^2}\right)\sum_{l=-\infty}^{\infty}\theta_1^{\varphi}(l)F(y,l)\exp\{jl[\omega_c t+\Phi(t)]\},\ \rho^2<<1,$$

где $F(y,l)=\int_0^{\infty}I_l\left(\frac{\eta Uy}{\sigma_n^2}\right)W(\eta)d\eta$ – интегральное преобразование ПРВ огибающей $W(\eta)$ [8].

При произвольных законах распределения амплитуды $W(\eta)$ и фазы $W(\varphi)$:

$$W(y)=\frac{1}{\pi^2}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_n^2}\right)\{\Gamma_c(yU)+\Gamma_s(yU)\}\times\mathrm{Re}\left[\theta_1^{\varphi}(l)\exp\{j[\omega_c t+\Phi(t)]\}\right],\ \rho^2>>1. \qquad (10)$$

Здесь

$$\Gamma_c(yU)=\int_0^{\infty}\frac{W(\eta)}{\eta}d\eta+\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{(2k)!}\left(\frac{yU}{\sigma_n^2}\right)^{2k}m_{2k-1}(\eta)\ \text{ и }\ \Gamma_s(yU)=\frac{yU}{\sigma_n^2}+\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{(2k+1)!}\left(\frac{yU}{\sigma_n^2}\right)^{2k+1}m_{2k}(\eta) \qquad (11)$$

– функции, выраженные через начальные моменты огибающей сигнала (1), где $m_{2k-1}(\eta)$, $m_{2k}(\eta)$ – начальный момент $(2k-1)$-го, $2k$-го порядка флуктуации амплитуды.

Подставляя (11) в (10), получим разложение ПРВ суммарного сигнала $W(y)$ (8) по ПРВ нормального случайного процесса с весовыми коэффициентами (11), определяемыми начальными моментами огибающей сигнала.

Найдем ПРВ смеси сигнала и аддитивной помехи (8), когда амплитудно-фазовые искажения сигнала $u_м(t)$ функционально связаны между собой, то есть выполняются условия $\varphi=f(\eta)$ и соотношение (5). Например, при ОСП $\rho^2>>1$ и $\sigma_\varphi^2>1$, $W(\eta,\varphi)=W(\eta)\delta[\varphi-f(\eta)]$ выражение (10) примет вид:

$$W(y)=\frac{1}{\pi^2}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_n^2}\right)\left\{\Gamma_c(yU)+\mathrm{Re}\left[\exp\left\{j\overline{\Psi}\right\}\int_0^{\infty}\mathrm{sh}\left(\frac{\eta Uy}{\sigma_n^2}\right)\exp\{jf(\eta)\}W(\eta)d\eta\right]\right\},\ \rho^2>>1.$$

Проведя аналогичные ранее для случая $\rho^2<<1$ преобразования, получим

$$W(y)=\frac{1}{\pi^2}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_n^2}\right)\left\{\Gamma_c(yU)+\sum_{k=1}^{\infty}C_k\cos[\omega_c t+\Phi(t)+f(0)]\right\},\ \rho^2>>1, \qquad (12)$$

где коэффициент $C_к(y)$ определен нами в [7].

Анализ выражения (12) показывает, что в отличие от (10) при функционально связанных амплитудно-фазовых искажениях при разложении ПРВ смеси сигнала и аддитивной помехи по нормальному закону весовые множители определяются производной от характеристической функции амплитудных искажений (флуктуаций огибающей). Нестационарные члены в выражениях (12) и (10) отличаются между собой только наличием в (10) начальной фазы, определяемой функцией связи $\varphi=f(\eta)$ в нулевой точке.

Вывод. Рассмотрены и проанализированы математические выражения, позволяющие производить вычисление ПРВ мгновенных значений смеси сигнала, подверженного воздействию мультипликативной (модулирующей) и аддитивной помех, при произвольном законе распределения огибающей сигнала и различных отношениях сигнал/помеха.

Литература

1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989.
2. Тихонов В.И. Нелинейное преобразование случайных процессов. М.: Радио и связь, 1986.
3. Кремер И.Я., Владимиров В.И., Карпухин В.И. Модулирующие (мультипликативные помехи и прием радиосигналов; под ред. И.Я. Кремера. М.: Сов. радио, 1972.
4. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. и др. Теория обнаружения сигналов; под. ред. П.А. Бакута. М.: Радио и связь, 1972.
5. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Квазиоптимальная обработка сигналов на фоне аддитивной и быстро флюктуирующей мультипликативной негауссовской помехи // 19-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2017». Том I. Москва, 2017. С. 327-332.
6. Трифонов А.П., Литвинов Е.В., Корчагин Ю.Э. Обнаружение узкополосного радиосигнала с неизвестными пространственно-временными параметрами // Радиотехника, 2016, № 6. С. 89-98.
7. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Моделирование плотности распределения вероятности смеси сигнала, подверженного воздействию амплитудных искажений и аддитивной помехи / Радиотехника, 2017, № 1. С. 103-110.
8. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Физматгиз, 1963.
9. Смирнов В.И. Курс высшей математики; изд. 21-е, стереотип. Т. 2. М.: Наука, 1974.

DETERMINATION OF PDD OF INSTANT SIGNAL VALUE MIXTURE AND ADDITIVE AND MULTIPLICATIVE NOISE

prof. Artyushenko V.M.[1], as. prof. Volovach V.I.[2]

[1]Technological University
[2] Volga Region State University of Service

Mathematical expressions for determining of probability density distribution (PDD) of instantaneous values of signal mixture and additive multiplicative interference acting on it are determined and analyzed. Statistical characteristics of RLP of instantaneous signal values in case of multiplicative (modulating) interference are given and expression for combined PDD of instantaneous signal values, envelope and phase is obtained. Expressions for RLP of instantaneous signal values are obtained for a number of practically significant cases: at independence of amplitude and phase fluctuation at coincident moments of time and at presence of only phase distortions. It is shown that in case of independence of amplitude and phase distortion of PDD of radio signal little depends on PDD of phase and is determined mainly by PDD of instantaneous values of signal. Expressions have been found to determine the k-th order start moments of the PDD signal for the case where there is a functional link between amplitude and phase fluctuations. The average value of the signal is largely determined by the nature of the amplitude distortion. It is noted that in case of functionally connected amplitude-phase distortions in decomposition of signal mixture and additive interference according to normal law, weight multipliers are determined by derivative of characteristic function of amplitude distortions (envelope fluctuations).

_____ ◆ _____

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ВРАЩАЮЩИХСЯ ВИНТОВ ВЕРТОЛЕТА

студ. Плотницкая Е.С., доц. Веремьев В.И., н.с. Воробьев Е.Н.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Предложена математическая модель, описывающая сигнал, отраженный от несущего и рулевого винтов вертолета с учетом размеров и частоты вращения лопастей. Приводятся результаты моделирования применительно к РЛС с узкополосным сигналом дециметрового диапазона. Представлено сравнение результатов моделирования с экспериментальными данными, полученными с помощью полуактивной РЛС, работающей по сторонним сигналам подсвета цифрового эфирного телевидения. Значения, полученные в результате экспериментальных исследований соответствуют результатам, полученным при моделирования, что подтверждает работоспособность предложенной модели.

Введение

В процессе разработки РЛС мониторинга воздушного пространства возникает задача автоматического распознавания воздушных объектов. Из-за особенностей движения, таких как способность к зависанию, а также медленному полету на небольших высотах в любом направлении, особый интерес представляют цели типа вертолет. Обнаружить и классифицировать такие летательные аппараты представляется возможным по характерной структуре отраженного сигнала, который представляет собой совокупность отражений от фюзеляжа и вращающихся элементов двигательной установки. Для решения задачи распознавания воздушных целей с вращающимися элементами, в частности, вертолетов, используется эффект пропеллерной модуляции, выраженный в появлении в отраженном сигнале периодических модуляционных составляющих вокруг линии фюзеляжа. При этом период повторения модуляционных составляющих зависит от параметров винта, а именно частоты вращения и количества лопастей.

Процесс разработки алгоритмов распознавания включает этапы отладки и верификации, которые в свою очередь требуют наличия большого объема данных, полученных экспериментально или с помощью моделирования. Сбор экспериментальных радиолокационных данных с участием вертолета требует больших экономических и временных затрат. Использование математических моделей, которые с достаточной точностью описывают структуру и параметры сигнала, отраженного от вертолета, может существенно снизить подобные издержки. Модель эхосигнала от вертолета должна включать в себя отражения от конструктивных элементов летательного аппарата. С точки зрения распознавания наибольший интерес представляют отражения от вращающихся несущего и рулевого винтов двигательной установки.

В настоящей работе рассмотрена математическая модель, которая позволяет описать сигнал отраженный от винтов вертолета различной конструкции с учетом размеров и частоты вращения лопастей. Приводятся результаты моделирования применительно к РЛС с узкополосным сигналом дециметрового диапазона. Проведено сравнение результатов моделирования с экспериментальными данными, полученными с помощью полуактивной РЛС, работающей по сторонним сигналам подсвета цифрового эфирного телевидения стандарта DVB-T2.

Модель сигнала

С РЛС связана прямоугольная система координат (OXYZ), ноль которой можно принять за местоположение, точнее говоря, центр самой РЛС, что позволяет упростить последующие расчеты (рисунок 1). Примем, что вертолет летит вдоль оси OX со скоростью v. Положим, что лопасть винта представляет собой совокупность изотропных отражателей, расположенных вдоль нее. Для выполнения моделирования введем обозначения: x_0, y_0, z_0 - начальные координаты центра вращения несущего винта вертолета, причем z_0 - высота полета вертолета.

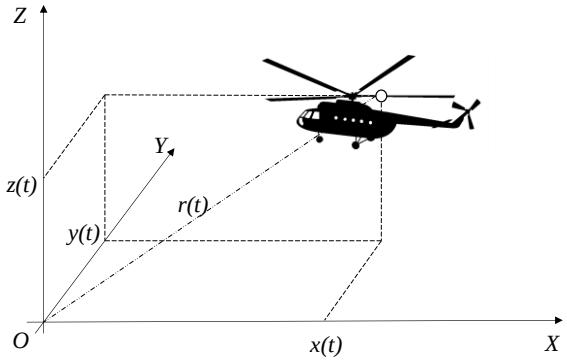


Рисунок 1. Представление вертолета в прямоугольной системе координат.

Рассмотрим математическую модель сигнала, отраженного от несущего винта вертолета, состоящего из N лопастей, представляющих собой совокупность точечных отражателей, расположенных на поверхности лопасти с шагом λ/4. Координаты r-го отражателя на n-й лопасти изменяются согласно закону:

$$\begin{cases} x(t) = x_0 + vt + R\left(\cos\varphi_n(t)\right); \\ y(t) = y_0 - R\left(\sin\varphi_n(t)\right); \\ z(t) = z_0. \end{cases} \quad (1)$$

где R - расстояние от втулки винта до точечного отражателя, $\varphi_n(t)$ - угловое положение n-й лопасти относительно оси OX.

Угловое положение n-й лопасти относительно оси OX зависит от частоты вращения винта F_v и изменяется по закону:

$$\varphi_n(t) = 2\pi F_v\left(t + (n-1)\Delta t\right) + \varphi_0, \quad (2)$$

где φ_0 – начальное угловое положение первой лопасти в момент $t = 0$, $\Delta t = 1/(F_v N)$.

Дальность до r-го отражателя на n-й лопасти описывается следующим образом:

$$r(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t) + z^2(t)}. \quad (3)$$

Следует уделить внимание точному определению фазовой структуры отраженного сигнала, которая представляет собой зависимость от дальности до отражателей на лопастях несущего винта в процессе вращения и от частоты его вращения [1]. Фаза отраженного сигнала от r-го отражателя на n-й лопасти определяется выражением:

$$\varphi_{n,r}(t) = 2kr(t), \quad (4)$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ - волновое число, λ – длина волны.

В свою очередь, мощность отраженного сигнала от точечного отражателя равна

$$P(t) = \frac{P_0 G_{Tr} G_{Rc} \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 \left(r(t)\right)^4}, \quad (5)$$

где P_0 – мощность зондирующего сигнала, G_{Tr}, G_{Rc} – коэффициенты усиления приемной и передающей антенн, σ – ЭПР (эффективная площадь рассеяния) лопасти несущего винта (кромки) или лопасти рулевого.

Закон изменения амплитуды сигнала, отраженного от r-го отражателя на n-й лопасти

$$E(t) = \sqrt{2P(t)}. \quad (6)$$

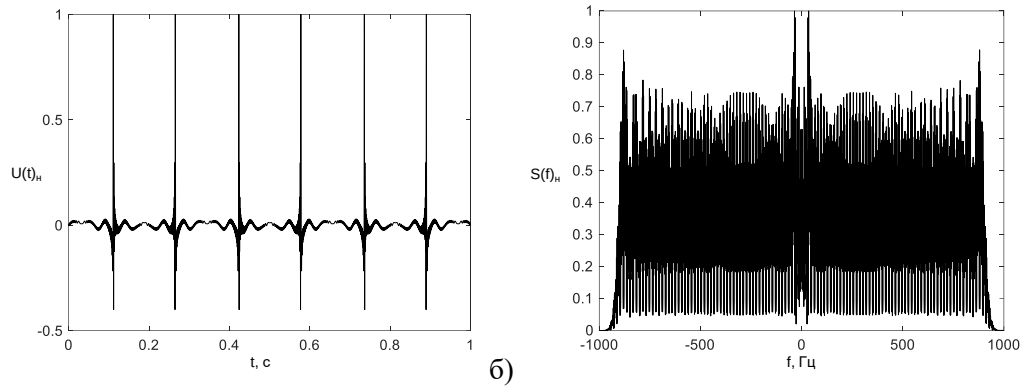
Полагая, что сигнал, отраженный от винта, представляется совокупностью сигналов, отраженных от точечных отражателей, лежащих на поверхностях лопастей винта, определим временную зависимость комплексной огибающей отраженного сигнала [2]:

$$U(t) = \sum_{ni=1}^{N} \sum_{Ri=1}^{R\max} E(t) \exp\left[i\left(\varphi_{n,r}(t)\right)\right]. \quad (7)$$

Результаты моделирования

Моделирование комплексной огибающей отраженного сигнала, а также соответствующего ему спектра, проводилось для вертолета Ми-8 при следующих начальных условиях: зависший вертолет (v = 0 м/с), лопасти винта которого вращаются относительно РЛС. Частота вращения несущего винта F_v = 3,2 Гц, число лопастей N = 1, длина лопасти l = 10,35 м [3]. Начальное угловое положение лопасти $\varphi_0 = 30°$, ЭПР отражающего элемента лопасти для упрощения анализа принята за константу $\sigma = 4{,}5 \cdot 10^{-3}$ м^2. Координаты положения втулки винта: x_0 = 205 м, y_0 = 200 м, z_0 = 50 м. Зондирующий сигнал монохроматический с горизонтальной поляризацией и длиной волны λ = 0,45 м. Частота дискретизации равна F_d = 96 кГц. Для упрощения вычислений и последующего анализа огибающей сигнала и спектра было принято, что $\frac{P_0 G_{Tr} G_{Rc}}{(4\pi)^3} = const = 1$.

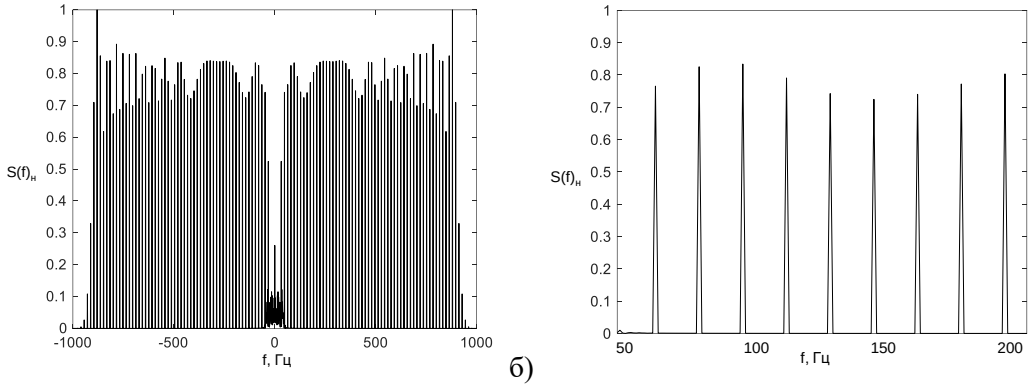
На рисунке 2 показаны нормированные комплексная огибающая (а) и спектр (б) отраженного сигнала от лопасти несущего винта вертолета, которая представлена совокупностью точечных отражателей. Отраженный сигнал во временной области представляет собой последовательность импульсов с периодом повторения обратно пропорциональным частоте вращения винта, заданной в условиях моделирования. Это соответствует частоте повторения спектральных составляющих 3,2 Гц, наблюдаемых на рисунке 2-б.



а) б)

Рисунок 2. Комплексная огибающая (а) и спектр (б) отраженного сигнала при представлении лопасти как совокупности точечных отражателей.

На рисунке 3 показаны результаты моделирования спектра отраженного сигнала от пяти лопастей несущего винта, каждая из которых представлена совокупностью точечных отражателей. Спектр отраженного сигнала представляет собой набор периодических составляющих с частотой повторения 16 Гц, что соответствует произведению заданной в условиях моделирования частоты вращения винта и числа лопастей F_vN.



а) б)

Рисунок 3. Спектр (а) и структура спектра (б) отраженного сигнала при представлении лопастей несущего винта как совокупности точечных отражателей.

Модель отраженного сигнала, максимально приближенного к реальному должна включать в себя составляющие как несущего, так и рулевого винтов, т.к. отраженный сигнал от вращающихся винтов вертолета представляет собой суперпозицию сигналов, отраженных от всех винтов вертолета. Аналогично несущему винту было проведено моделирование сигнала, отраженного от рулевого винта вертолета, с той разницей, что в прямоугольной системе координат законы изменения координат точечного отражателя от РЛС во времени определяются следующим образом:

$$\begin{cases} x(t) = x_0 + vt + R\left(\cos\varphi_n(t)\right); \\ y(t) = y_0; \\ z(t) = z_0 - R\left(\sin\varphi_n(t)\right). \end{cases} \quad (8)$$

Все остальные формулы (2-7) остались без изменений и использовались следующие входные параметры моделирования: частота вращения рулевого винта F_v = 18,6 Гц, число лопастей N = 3, длина лопасти l = 1,95 м. Начальное угловое положение лопасти $\varphi_0 = 30°$, ЭПР отражающего элемента лопасти рулевого винта принята за константу $\sigma = 6 \cdot 10^{-3}$ м^2. Координаты начального положения втулки винта: $x_0 = 217$ м, $y_0 = 199$ м, $z_0 = 50$ м. Лопасти винта представляются в виде совокупности точечных отражателей, расстояние между которыми составляет $\lambda/4$.

На спектре отраженного сигнала (рисунок 4) наблюдаются две последовательности модуляционных составляющих с частотами повторения 16 Гц и 56 Гц, которые соответствуют отражениям от несущего и рулевого винтов вертолета. Таким образом представляется возможным оценить частоты вращения несущего и рулевого винтов.

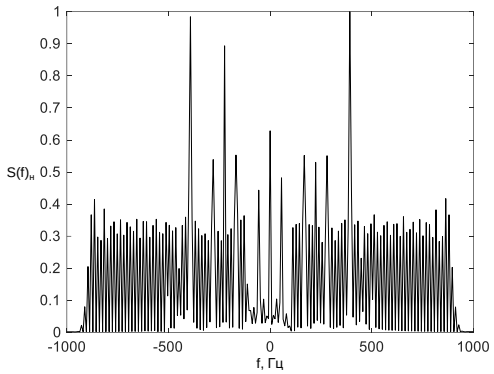


Рисунок 4. Спектр отраженного сигнала от вращающихся несущего и рулевого винтов вертолета.

Результаты эксперимента

С целью верификации предложенной модели были проведены экспериментальные исследования с помощью полуактивной РЛС, работающей по сторонним сигналам цифрового эфирного телевидения стандарта DVB-T2 [4]. Сигнал, отраженный от вертолета Ми-8, записан полуактивной РЛС, расположенной в городских условиях на крыше здания СПбГЭТУ «ЛЭТИ». Сигнал первого мультиплекса Ленинградского радиотелевизионного передающего центра (ЛРТПЦ) на 35-м канале стандарта DVB-T2 (586 МГц) используется для радиолокационного подсвета. Расстояние между приемной позицией и DVB-T2 передатчиком составляет 600 м, высота размещения передатчика около 300 м. Вертолет находился в секторе наблюдения РЛС на расстоянии 2,5 км от приемной позиции.

На рисунке 5 показан спектр отраженного сигнала от вертолета с подавленной составляющей отражения от фюзеляжа. На спектре можно наблюдать модуляционные составляющие, соответствующие отражениям от несущего и рулевого винтов. Частота повторения составляющих несущего винта составляет 16 Гц, рулевого 56 Гц. Таким образом, значения, полученные в результате экспериментальных исследований соответствуют результатам, полученным при моделирования, что подтверждает работоспособность предложенной математической модели отраженного сигнала.

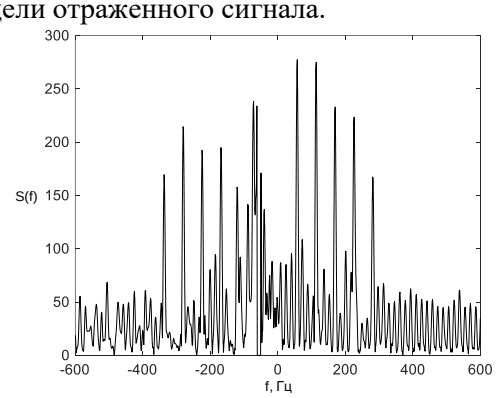


Рисунок 5. Спектр отраженного сигнала от вращающихся винтов вертолета Ми-8, полученный экспериментально.

Заключение

Предложенная в работе математическая модель сигнала с достаточной точностью описывает структуру и параметры сигнала, отраженного от вращающихся винтов вертолета. Результаты моделирования сигнала, отраженного от несущего и рулевого винтов были подтверждены результатами эксперимента.

При подготовке публикации использовались результаты работ по проекту "Разработка многопозиционного комплекса полуактивной радиолокации и радиомониторинга излучающих и радиомолчащих объектов" (Соглашение от 21 ноября 2018 г. № 075-11-2018-035) с использованием мер государственной поддержки, предусмотренных постановлением Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218.

Литература

1. Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Математические модели радиолокационного сигнала, отраженного от несущего винта вертолета, в приложении к обращенному синтезу апертуры // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 74–87.
2. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Часть 1. Основы радиолокации. – М.: Военное издательство, 1983.
3. Ружицкий Е. И. Вертолеты. В 2-х т. Т. 1. М.: Виктория. АСТ, 1997. 192 с.
4. DVB-T2 passive radar developed at Saint Petersburg Electrotechnical University / E. Vorobev, A. Barkhatov, V. Veremyev, V. Kutuzov // 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON), 14–17 May 2018, Poznan, Poland. Piscataway: IEEE, 2018, pp. 204–207.

THEORETICAL MODEL OF THE SIGNAL REFLECTED FROM HELICOPTER ROTATING BLADES

Plotnitskaya E.S., Veremyev V.I., Vorobev E.N.

Saint Petersburg Electrotechnical University “LETI”

he mathematical model representing a signal reflected from the helicopter’s main and tail rotors is proposed taking into account the length and rotation frequency of the blade. The simulation results are presented concerning UHF radars. The comparison of simulation and experimental results obtained by means of passive bistatic radar exploiting third-party signals of digital television is performed. A good agreement between experimental and simulated parameters of the reflected signal validates the proposed model.

МОДЕРНИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА СДЦ, СОДЕРЖАЩАЯ НЕЛИНЕЙНЫЙ КОМПЕНСАТОР ДИСКРЕТНЫХ ПОМЕХ И ДОПЛЕРОВСКИЙ КОРРЕЛЯТОР С ОЦЕНКОЙ МАКСИМУМА МОДУЛЯ СПЕКТРА «ОБЕЛЕННОГО» СИГНАЛА

преп. Гордеев А.Ю.

Волгоградский государственный университет

В данной работе рассматривается новая система СДЦ, основанная на использовании двух ранее предложенных новых блоках - трехчастотном компенсаторе дискретных коррелированных помех, предназначенном для «обеления» сигнала, а также усовершенствованной доплеровской корреляционной части, использующей оценки максимумов спектра «обеленного» сигнала для нахождения интересующего доплеровского частотного диапазона для последующей обработки. В качестве зондирующих сигналов, как и в ряде предыдущих работ, используются ЛЧМ-импульсы с большой базой. В докладе приводится структурная схема и достаточно подробное описание принципов работы предлагаемой системы СДЦ, состоящей из двух вышеуказанных блоков. Показано, что амплитудно-временные параметры сжатого выходного ЛЧМ-сигнала полностью соответствуют таковым при использовании обычного согласованного фильтра сжатия. Также в работе продемонстрирована вычислительная эффективность новой системы СДЦ по сравнению с предлагавшейся ранее аналогичной системой на основе адаптивного режекторного фильтра с перекрестными связями.

Данная публикация продолжает цикл работ по созданию и исследованию новой системы СДЦ, имеющей существенно большую вычислительную эффективность, чем многие прочие адаптивные системы подобного рода [1-3], за счет использования нелинейного элемента в блоке режекции-обеления [4], а также использования оценки спектрального максимума обеленного сигнала для нахождения области доплеровского сдвига несущей полезного сигнала [5]. В предыдущих работах [4] и [5] были рассмотрены соответственно режекторная и доплеровская части такой СДЦ. В настоящей работе рассматривается полностью новая система СДЦ. представляющая собой соединение этих двух блоков обработки входной неклассифицированной сигнальной выборки.

Таким образом, рассмотрим подробнее соединение трехчастотного компенсатора, предложенного в [4] с усовершенствованной доплеровской частью, предложенной в работе [5]. Сам компенсатор представлен на рисунке 1, а соединение его с модернизированной доплеровской частью в рамках предлагаемой системы СДЦ – на рисунке 2.

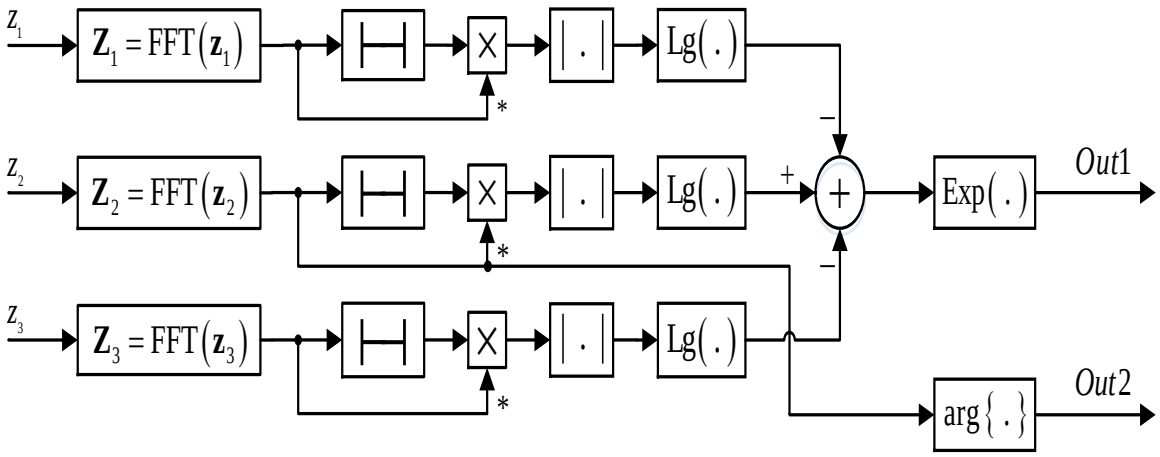


Рисунок 1

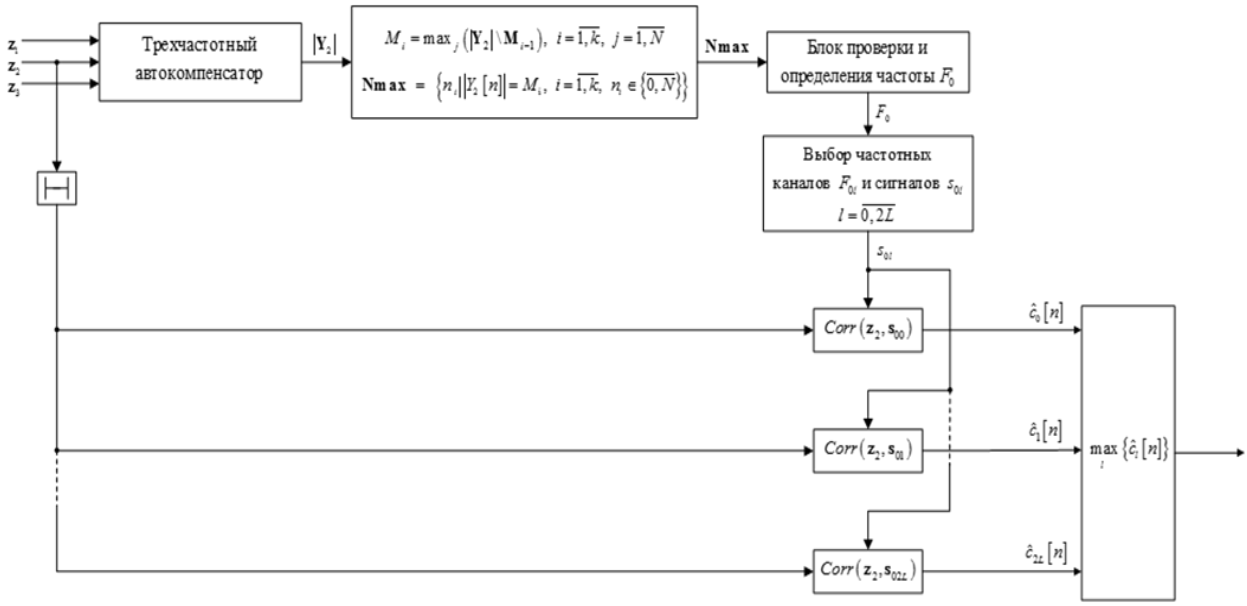


Рисунок 2

Как уже говорилось в [4] и [5], z_1, z_2 и z_3 – комплексные входные выборки наблюдения, полученные после дискретизации огибающих входных сигналов на несущих частотах f_{01}, f_{02} и f_{03} соответственно ($f_{01} < f_{02} < f_{03}$), а сами входные сигналы, точнее их комплексные огибающие, считаются, как и во многих предыдущих работах [4-7], состоящими из трех главных компонент, а именно сигнальной компоненты $\dot{s}(t)$, помеховой компоненты $\dot{x}(t)$, и некоррелированной шумовой компоненты $\dot{\eta}(t)$, представляющей собой белый гауссов шум с параметрами $\mathcal{N}(0, \sigma)$, σ – дисперсия шума.

$$\dot{z}(t) = \dot{s}(t) + \dot{x}(t) + \dot{\eta}(t).$$

При этом, как и в большинстве предыдущих работ, мы работаем с ЛЧМ-сигналом в качестве зондирующего, а также аналогичной помехой, состоящей из смеси двух ЛЧМ-сигналов с разными доплеровскими сдвигами несущей частоты (двухкомпонентным «ангелом», занимающим один-два дискрета дальности).

Возвращаясь к исследуемой схеме на рис. 2, следует напомнить, что вместо поступления «обеленного» сигнала в блок, состоящий из множества согласованных доплеровских фильтров в классическом случае, мы переводим при помощи того же преобразования Фурье этот сигнал в частотную область и затем осуществляем преобразования в ней до тех пор, пока не будет выявлен наиболее вероятный доплеровский

частотный диапазон, в котором присутствует полезная информация. Затем осуществляется стандартная согласованная фильтрация в найденном доплеровском канале и в нескольких смежных с ним (как правило, одного-двух с каждой стороны от центральной частоты главного канала в сторону уменьшения и увеличения соответственно). Корреляционная обработка в дополнительных каналах, как уже было указано работе [5], позволяет застраховаться от неточного вычисления максимумов амплитудного спектра «обеленного» сигнала, и в случае режекторной системы, описанной там же, - спектра выходного сигнала адаптивного режекторного фильтра с перекрестными связями [8].

Поскольку алгоритм работы доплеровской части новой СДЦ на рисунке 2 достаточно подробно описан в работе [5], то мы не будем здесь полностью приводить данное описание, а лишь повторим, что доплеровский блок вычисляет значение центральной частоты F_0, соответствующей найденному абсолютному максимуму в спектре $|\mathbf{Y}_2|$ в случае, если все найденные частотные максимумы принадлежат частотному диапазону (с учетом определенных допусков на ошибку определения и искажения сигнала) зондирующего ЛЧМ-сигнала для соответствующей стартовой доплеровской частоты, либо сообщение об ошибке в противном случае. Сообщение об ошибке обработки, таким образом, будет выдаваться, если будет обнаружен один или несколько спектральных пиков, которые будут лежать за пределами частотного диапазона зондирующего сигнала. Это возможно лишь в случае, если уровень некоррелированной шумовой составляющей будет очень велик даже после режекторной фильтрации. Однако при использования трехчастотного компенсатора, показанного на рис. 1, вероятность такого случая крайне мала, учитывая практически полосовой характер фильтрации данного фильтра. Следует сразу обратить внимание, что в схеме на рисунке 2 отсутствует блок вычисления БПФ, как в схеме СДЦ, представленной в работе [5], поскольку трехчастотный компенсатор выдает на вход доплеровской части сразу подходящие данные в виде амплитудного спектра обработанного сигнала $|\mathbf{Y}_2|$. Однако с учетом использования в качестве режекторной части нового трехчастотного компенсатора в первоначальном блоке проверки центральной частоты F_0, представленном в работе [5] (рисунок 3), необходимо внести некоторые изменения, а именно видоизменить правила вычисления значения nFmax:

$$\text{nFmax} = \left\{ \mathbf{Nmax}[i] \middle| \max_i |\mathbf{Nmax}[i] - \mathbf{Nmax}[1]|, i = \overline{1,k} \right\}.$$

Данный вариант нахождения параметра nFmax, который по сути отвечает за максимальное частотное отклонение из всех выбранных нами k максимумов, обеспечивает также большую устойчивость системы на рисунке 2 при большой дисперсии некоррелированного шума, особенно попадающих в полосу пропускания входного режекторного фильтра. В этом случае также вносятся некоторые изменения в блок непосредственной проверки принадлежности частоты максимальной девиации F_{max} (частоты максимального отклонения от найденного

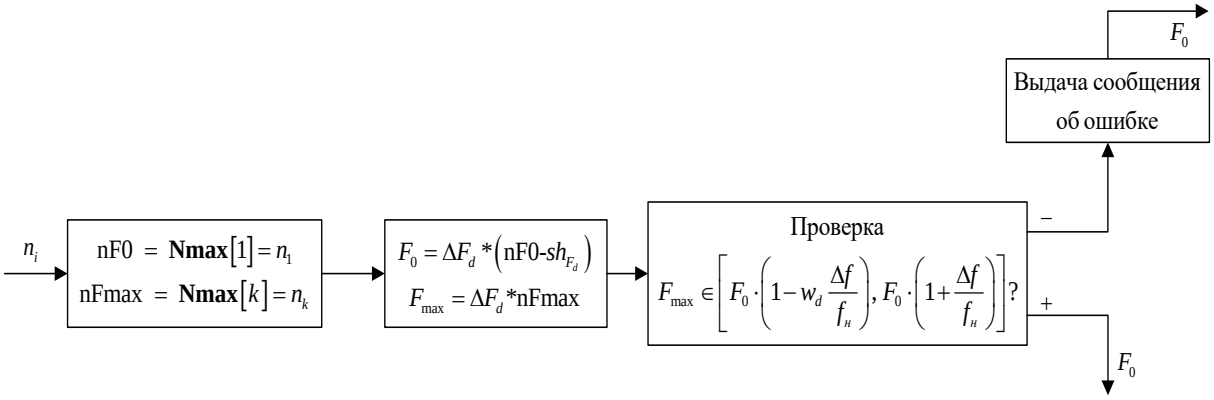


Рисунок 3

главного максимума в спектре, соответствующей одному из дополнительных максимумов) соответствующему диапазону допустимых значений $\left[F_0\left(1 - w_d \frac{\Delta f}{f_н}\right), F_0\left(1 + w_d \frac{\Delta f}{f_н}\right)\right]$, а именно, мы считаем, что значение величины $w_d = 1$ для обеспечения большей надежности работы за счет расширения интервала проверки. Данное изменение поможет избежать лишних ошибочных срабатываний, которые могут участиться за счет суммирования (пусть и с разными знаками) некоррелированных шумовых составляющих из трех входных каналов обработки в схеме на рисункек 1.

После получения значения центральной частоты F_0 и прохождения блока проверки, как было показано в работе [5], осуществляется выбор $2L + 1$ доплеровского канала из диапазона $[F_0 - \Delta F, F_0 + \Delta F]$, где $\Delta F = \Delta F_d/2$, где $\Delta F_d = F_d/N$ – шаг по частоте спектрального разложения, а N и F_d – число точек спектра и частота

дискретизации соответственно. Собственно, повторять все выкладки из [5] мы здесь не будем, однако следует отметить, что доплеровская часть для схемы на рисунке 2 претерпела еще одно важное изменение, а именно, в ней отсутствует блок вычисления корреляционных последовательностей $h_l[n]$, поскольку в текущем случае нет необходимости производить обработку сигналов $\boldsymbol{s}_{0l}$, $l = \overline{1,L}$ для согласованных фильтров сжатия при помощи вычисленных коэффициентов адаптивного режекторного фильтра на каждом шаге обработки. Более никаких изменений в работу модернизированной доплеровской части СДЦ из схемы на рисунке 2 по сравнению со схемой из работы [5] внесено не было.

После выбора соответствующего набора доплеровских каналов осуществляется классическая корреляция входной комплексной неклассифицированной выборки с «чистыми» зондирующими ЛЧМ-сигналами на соответствующих доплеровских частотах, после чего сжатые сигналы проходят стандартную схему выборки максимума и пороговую обработку. В ходе проведенных экспериментов было установлено, что сжатый выходной сигнал доплеровского фильтра, соответствующего по частоте зондирующему сигналу (на рисунке 4 показан в логарифмическом масштабе (в Дб) для удобства визуального представления) полностью соответствует такому же сигналу при всех полностью идентичных прочих параметрах обработки, полученному при использовании схемы СДЦ на базе адаптивного режекторного фильтра с перекрестным управлением коэффициентами фильтрации, которая рассматривалась в работе [5] и ранее в работах [6] и [7]. Однако это уже особенности вычислительной реализации, а с точки зрения правильности представления на функциональной схеме блок задержки должен быть представлен именно так, как показано на рисунке 2, то есть связан со вторым входом автокомпенсатора.

Если теперь, после построения полностью новой структуры системы СДЦ в целом, попытаться оценить вычислительную сложность всей процедуры обработки, то она окажется ненамного больше вычислительной сложности одной доплеровской части. В самом деле, для собственно доплеровской части алгоритма обработки в работе [5] было получено следующее выражение:

$$Total_{ops2} \approx (log_2 N + qk)N + (K/N + 3)[(2M-1)(2N-1)+1] + \bar{o}(N). \quad (1)$$

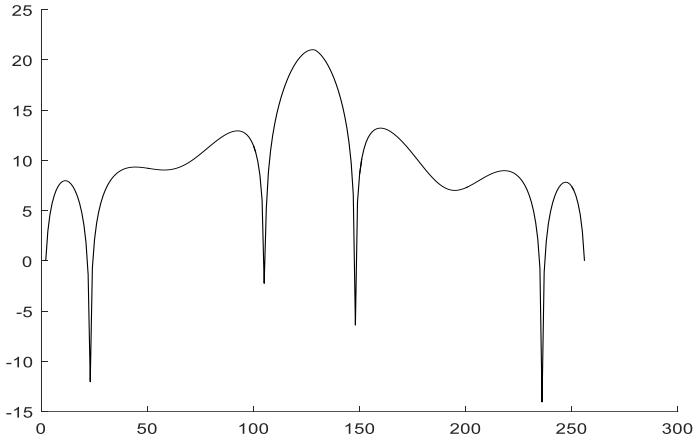


Рисунок 4.

В этой формуле учитывалось, что первым блоком обработки идет вычисление БПФ-спектра, что и дает первое слагаемое в виде $N\,log_2 N$. Однако в схеме на рисунке 2 отдельного блока БПФ нет, зато есть трехчастотный компенсатор. С учетом написанного в работе [4], его вычислительная сложность равна примерно $3N\,log_2 N$+$\bar{o}(N)$, считая, что операции взятия модуля, перемножения, суммирования, логарифмирования и вычисление экспоненты выполняются за несколько тактов (в расчете на получение одного отсчета выходного сигнала, разумеется). Более того, учитывая, что в схеме на рисунке 2 не вычисляются корреляционные последовательности $h_l[n]$ для согласованной обработки, выражение (1) для текущего случая приобретает вид

$$Total_{ops3} \approx (3log_2 N + qk)N + (K/N + 3)2N + \bar{o}(N). \quad (2)$$

Здесь, правда, мы также полагали, что выборка значения какого-либо из корреляционных сигналов $\mathbf{s}_{0l}$ из внутренней памяти процессора осуществляется в том же такте, что и умножение с накоплением при вычислении свертки. Это вполне реалистичное допущение, поскольку те же самые старые процессоры TigerSHARC TS-101/201S имеют такую аппаратно-поддерживаемую функцию, а уж более современные сигнальные процессоры (например, российский 4-ядерный сигнальный процессор **1892ВМ14Я**, имеющий пиковую производительность около 15 ГФЛОПС) и подавно.

Если мы возьмем для формулы (2) те же значения всех параметров, что использовались для примера сравнения вычислительных затрат двух алгоритмов в работе [5], а именно: $N = 128$, $K = 512$, $k = 3$, $q = 2$, то получим значение $Total_{ops3} \approx 6050 \div 6100$ операций в зависимости от возможностей аппаратной системы реализации, против $Total_{ops1} = 1436672$ для базовой системы СДЦ, рассмотренной в работах [6, 7] и в [5] для сравнения, и содержащей в качестве «обеляющей» части – двухканальный адаптивный режекторный фильтр с перекрестным управлением коэффициентами фильтрации и многоканальной адаптивной доплеровской частью и против $Total_{ops2} = 21326$ для системы СДЦ с усовершенствованной доплеровской частью. Для последних двух по-прежнему считалось, что порядок нерекурсивного фильтра предобработки базисных сигналов $\mathbf{s}_{0l}$ равнялся $M = 6$. При этом при расчете числа затрачиваемых операций предыдущей схемы системы СДЦ, который производился в работе [5], не учитывалось количество операций, затрачиваемых на «обеление» входного сигнала (в работе [5] вычислялись затраты только на доплеровскую обработку), что в случае использования адаптивного режекторного фильтра с перекрестными связями увеличивает общую вычислительную сложность еще самое меньшее на $O(N)$ операций. Таким образом, уменьшение вычислительной сложности для схемы СДЦ, представленной на рисунке 2, по сравнению с исходной многоканальной схемой СДЦ, предложенной в работах [6, 7], составляет более чем в $r = Total_{ops1}/Total_{ops3} \approx 235$ раз, а по сравнению с модернизированной, но с тем же адаптивным режекторным фильтром, что была рассмотрена в работе [5], - $Total_{ops1}/Total_{ops2} \approx 3{,}5$ раза.

В заключение данной работы следует сказать, что, исходя из выражения (2), самым ресурсозатратным местом в алгоритме обработки новой системы СДЦ оказывается процедура нахождения БПФ-спектра сигнала - $O(Nlog_2 N)$ – и в случае использования ярусно-параллельных алгоритмов БПФ и поиска k максимумов в массиве из N элементов (с использованием некоторой оптимизации автора), вычислительная сложность всей предлагаемой системы составляет величину, пропорциональную объему обрабатываемой входной выборки N, то есть $O(N)$. Здесь мы полагаем, что корреляционная обработка по-прежнему выполняется примерно за $2N - 1$ операций, ярусно-параллельный алгоритм БПФ, как и поиска нескольких максимумов выполняется за $log_2 N$ операций, а все остальные действия, включая логарифирование и вычисление экспоненты, вычисление центральной частоты, всевозможные сравнения и проверки выполняются за $O(1)$ операций.

Таким образом, подводя итог всему сказанному в данной работе, а также с учетом проведенных исследований в работах [4] и [5], можно сделать следующие выводы:

1. С целью повышения вычислительной эффективности, а также улучшения подавления коррелированных помех была синтезирована новая система СДЦ, состоящая из трехчастотного режекторного компенсатора, впервые предложенного в работе [4], и несколько видоизмененной усовершенствованной доплеровской согласованной части, впервые рассмотренной в работе [5]. В результате осуществления ряда экспериментов было установлено, что в процессе обработки в новой системе СДЦ входной зондирующий сигнал сжимается без каких-либо искажений, как и в обычном согласованном фильтре.

2. За счет более эффективного подавления коррелированных дискретных помех («ангелов») удалось добиться более надежной работы доплеровской корреляционной части предложенной системы СДЦ, основанной на поиске максимумов спектра обеленного сигнала.

3. Предлагаемая система отличается крайне невысокой вычислительной сложностью в случае использования современных сигнальных процессоров или ПЛИС, имеющих аппаратные блоки логарифмирования/экспоненцирования и обладающих соответствующей архитектурой, позволяющей производить множественные параллельно-ярусные вычисления, вычислительная сложность алгоритма обработки входных сигналов всей СДЦ, рассмотренной в данной работе, приблизительно равна $O(N)$, где N – объем обрабатываемой входной неклассифицированной выборки наблюдения. То есть вычислительная сложность алгоритма всей новой системы СДЦ всего в несколько раз больше, чем вычислительная сложность простейшего коррелятора/согласованного фильтра.

Существенное уменьшение вычислительной сложности алгоритма допороговой обработки входного сигнала в предлагаемом в данной работе новом модуле СДЦ вкупе с простотой программной реализации этого алгоритма и широких возможностей по распараллеливанию позволяет весьма эффективным образом сменить элементную базу для реализации полного входного тракта обработки, а именно, использовать, например, один и тот же процессор **«Эльбрус-8С»** из состава модуля ЦВС для координатно-траекторного

анализа РЛС новейших российских систем ПВО одновременно и для непосредственной селекции целей. В настоящее же время в ряде отечественных РЛС для многоканальной допороговой обработки применяется несколько сигнальных процессоров TigerSHARC TS-201S, а для последующей координатной постпороговой обработки - один или несколько процессоров «Эльбрус-8С», что как минимум делает такую систему процессинга сигналов во входном приемном тракте РЛС значительно менее надежной, более дорогой и требующей существенно больших ресурсов для питания и охлаждения, чем в случае использования однопроцессорного блока.

Литература

1. В.С. Ефремов. Адаптивные системы селекции движущихся целей в радиолокаторах управления воздушным движением. // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. “Приборостроение”. 2007, № 2, стр. 3-16.
2. В. Г. Бартенев, М. В. Бартенев, В. К. Битюков. Коэффициент улучшения адаптивных систем селекции движущихся целей авторегрессионного типа. // Вестник Концерна ПВО «Алмаз – Антей». 2015, № 3, стр. 88-92.
3. Zhang, W.X., Ma, S.D. and Du, Q.Y. (2017) Optimization of Adaptive MTI Filter. *Int. J. Communications, Network and System Sciences*, **10**, 206-217.
4. Гордеев А.Ю. Новый трехчастотный компенсатор многокомпонентных дискретных коррелированных помех. // Труды 21-ой Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение» DSPA-2019. Москва, 2019, С. 308-315.
5. Гордеев А.Ю. Усовершенствованная адаптивная система селекции движущихся целей при использовании ЛЧМ-сигналов в качестве зондирующих. // Доклады 73-й Международной конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» REDS-2018. Москва, 2018. с. 241-251.
6. Бакулев, П. А. Усовершенствованная адаптивная система селекции движущихся целей при использовании зондирующих ЛЧМ-сигналов. / П. А. Бакулев, В. Г. Бартенев, А. Ю. Гордеев. // Радиотехника. 2018, № 5, с. 121-130.
7. В.Г. Бартенев, В.К. Битюков, А.Ю. Гордеев, А.Ф. Котов. Разработка адаптивной системы селекции движущихся целей с минимальными нелинейными искажениями линейно частотно-модулированного сигнала после ее прохождения. // Радиотехника и электроника. 2019, Т. 64, № 2, с. 1-8.
8. Бартенев В.Г., Гордеев А.Ю. Новый способ формирования весовых коэффициентов при адаптивной фильтрации неклассифицированных выборок наблюдений. // Цифровая обработка сигналов. 2012, №2, с. 65-67.

THE IMPROVED MTI SYSTEM CONTAINING NON-LINEAR COMPENSATOR OF DESCRETE INTERFERENCE AND NONLINEAR DOPPLER CORRELATOR WITH THE ESTIMATION OF MAXIMUM OF MODULE OF “WHITENED” SIGNAL SPECTRUM

lect. Gordeev A.Yu.

Volgograd State University

In this article we consider a new MTI system based on the usage of two previously proposed new units - a three-frequency compensator of discrete correlated interference designed to “whiten” the signal, as well as an improved Doppler correlation part using estimates of the spectrum maxima of the “whitened” signal to find the Doppler frequency of interest range for subsequent processing. Here as well as in number of previous works we use chirp pulse with a large TBWP as a probing signal. The paper provides a block diagram and a fairly detailed description of the operating principles of the proposed MTI system, which consists of the two abovementioned blocks. It is demonstrated that the amplitude-time parameters of the compressed output chirp signal fully correspond to those when using a conventional matched compression filter. Also, the computational efficiency of the new MTI system is exhibited in comparison with the previously proposed similar system based on utilizing of adaptive notch filter with cross-managed filter weights.

МЕТОД ИМИТАЦИИ СИГНАЛОВ НАЗЕМНЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ ДВ ДИАПАЗОНА

асп. Грунин А.П., проф. Сай С.В.

Тихоокеанский государственный университет

В статье рассматриваются особенности построения имитационного оборудования глобальных импульсно-фазовых радионавигационных систем, работающих в диапазоне длинных волн. В задачи исследований включается имитация динамики движения приемного оборудования, искажений сигналов на трассе распространения, а также передачи сигналов точного времени. Наличие указанного оборудования имитации позволит значительно ускорить процессы разработки и тестирования инновационных ДВ приемников. В статье представлен алгоритм генерации импульсов радионавигационных систем с применением ЦАП низкого разрешения.

Введение

Для выполнения задачи резервирования глобальных навигационных спутниковых систем используются импульсно-фазовые радионавигационные системы, работающие в диапазоне длинных волн (ДВ) (например, eLoran). В декабре 2015 года американский национальный исполнительный комитет по космическому позиционированию, навигации и синхронизации предложил использование eLoran в качестве ближайшей альтернативы спутниковой навигации [1]. В 2017 году министерство внутренней безопасности США объявило [2] об использовании систем eLoran в качестве резерва для спутниковой навигации. Причинами этого являлись малая мощность сигналов GPS, а также их уязвимость к случайным или целенаправленным помехам. В [3] предложен комбинированный имитатор сигналов ГНСС и ДВ сигналов Loran-C/eLoran. Имитатор не поддерживает симуляцию российских ДВ систем «Чайка», не учитывает динамику движения объекта и недостаточно полно имитирует искажения сигналов на трассе распространения. В [4] приводятся результаты исследования влияния различных значений проводимости земной поверхности на затухание сигналов в ДВ диапазоне. Подобные исследования могут быть расширены и эффективно использованы в разработке имитатора. В [5] авторы проводят оценку точности позиционирования по сигналам планируемой к развертыванию системы eLoran на территории Южной Кореи. Из-за отсутствия реально действующих станций eLoran авторам приходится производить оценку теоретически, опираясь на сигналы станций предыдущего поколения Loran-C и «Чайка».

Использование разрабатываемого в данном исследовании имитатора ДВ радионавигационных станций позволило бы существенно упростить и повысить достоверность результатов измерений.

Особенности радионавигационных систем ДВ диапазона

Разработку и внедрение новейших радионавигационных систем ДВ диапазона проводит множество государств, включая Японию, Корею, Россию, Китай, страны ЕС, США. Несмотря на общие принципы построения, каждая система имеет свои индивидуальные особенности и стандарты, связанные с мощностью станций, формой радиоимпульсов, методами передачи информации и т.д.

Ключевой особенностью исследования является идея одновременной имитации до трех цепочек радионавигационных станций, каждая из которых работает по отдельному стандарту, задаваемому с ПК. Это позволяет имитировать области перекрывающихся зон покрытия радионавигационных цепочек разных стран. Примером таких областей могут быть территории (включая акваторию) Азиатско-Тихоокеанского региона и Евро-Атлантического региона.

Применение описанного способа имитации позволит:

- значительно ускорить процессы разработки и тестирования инновационных ДВ приемников;
- повысить эффективность определения мест развертывания и форматов работы новых систем.

Основными радионавигационными системами ДВ диапазона в настоящее время являются система Loran-C, российская система «Чайка» и эволюция Loran-C система eLoran. Описание основных параметров и принципов функционирование этих систем изложено в [6] и [7]. Согласно [6] для сигналов радионавигационных систем Loran-C определена стандартная форма передаваемых импульсов. Антенный ток определяется следующей формулой:

$$i(t) = 0; \text{для } t < \tau$$

$$i(t) = A(t-\tau)^2 exp\left[\frac{-2(t-\tau)}{65}\right] \sin(0.2\pi t + PC)\,; \text{для } \tau \le t \le 65 + \tau \qquad (1)$$

где A – нормализующая константа, определяющая пиковый антенный ток в Амперах, t – время в микросекундах, τ – параметр расхождения фазы и огибающей радиоимпульса в микросекундах. Диапазон изменения t - ± 5 мкс. PC – параметр фазового кода, выраженный в радианах.

Стандарт [7] описывает формы передаваемых импульсов систем «Чайка» в зависимости от географического положения передающей цепи и мощности передающих антенн.

Алгоритм генерации импульсов

При выборе способа генерации импульсов наземных радионавигационных систем ДВ диапазона необходимо принимать во внимание следующие особенности системы:

- протяжённость зон покрытия цепочек радионавигационных систем может достигать 2000 км, поэтому имитатор должен учитывать затухание уровней сигналов по трассе распространения;
- кроме навигационной функции, наземные системы ДВ диапазона обеспечивают передачу сигналов точного времени, а также имеют канал передачи цифровых данных.

Указанные особенности позволили разработать функциональную схему имитатора, представленную на рисунке 1.

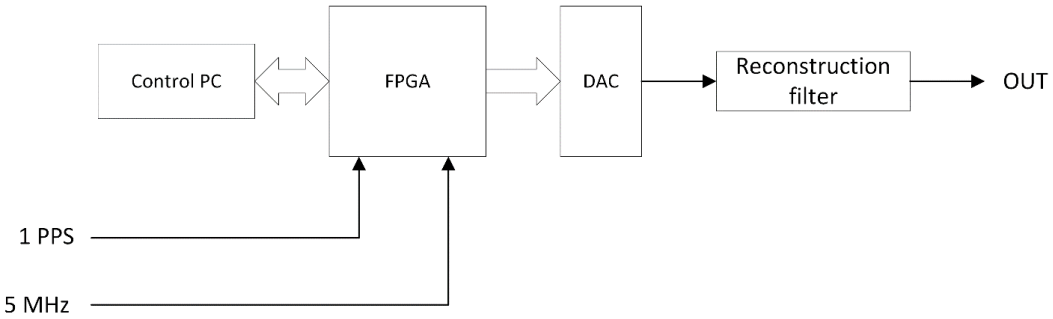


Рисунок 1 - Функциональная схема имитатора сигналов.

Управляющий ПК задает координаты точки имитации и параметры трех цепочек ИФРНС для имитации. К параметрам относятся стандарты форм радиоимпульсов, их амплитуда, которая может изменяться в диапазоне 54 дБ, скорость движения объекта, параметры сигнала помехи. На основе полученных параметров микросхема FPGA синхронно с сигналами опорной частоты и времени формирует отсчеты для быстродействующего 16-битного цифро-аналогового преобразователя. Аналоговый сигнал проходит реконструкционный фильтр для удаления высокочастотных компонент.

Как видно из представленной схемы, динамический диапазон амплитуд имитируемых импульсов обеспечивается исключительно цифровым методом. С одной стороны, это облегчает задачу разработки имитатора, поскольку цифровое проектирование обладает большей повторяемостью и гибкостью настройки.

С другой стороны, цифровой аттенюатор с динамическим диапазоном 54 дБ займет 9 разрядов ЦАП. Еще 2 разряда ЦАП потребует сложение трех имитируемых цепочек и сигнала помехи. Итоговая разрядность имитируемых радиоимпульсов по амплитуде ограничена 5 разрядами. Указанные соображения не берут во внимание показатели интегральной и дифференциальной нелинейности реальных ЦАП, которые несколько снижают их эффективную разрядность. Однако, подобные нелинейности могут быть откалиброваны в процессе отладки готового устройства.

Для оценки уровня шумов квантования (signal power to quantization noise power ratio SQR) при минимальном цифровом усилении выделим следующие факторы:

- сигналы генерируются ЦАП с разрядностью 5 бит в полном масштабе;
- максимальная частота полезного сигнала в системах Loran-C/ «Чайка» составляет 115 кГц, следовательно, частота дискретизации должна выбираться не ниже 230 кГц.
- применение частоты дискретизации в 5 МГц дает оверсемплинг в 21,74 раза.

Указанные факторы позволяют рассчитать уровень шумов квантования в децибелах согласно формуле [8]

$$SQR = 1{,}76 + 6{,}02B + 10\log\left(\frac{Fs_{OS}}{Fs}\right), \qquad (2)$$

где B – число бит ЦАП, Fs_{OS} – частота оверсемплинга, Fs – частота Найквиста.

В описанной выше схеме уровень шумов кантования составил 45,2 дБ. Ограничение в 5 разрядов по амплитуде не позволяет выполнить требования [7] по нормированным значениям амплитуд первых полуволн радиоимпульса. Для обхода данного ограничения применяется следующий алгоритм:

1. На выходе ЦАП устанавливается восстанавливающий аналоговый ФНЧ фильтр на 150 кГц (рисунок 2);

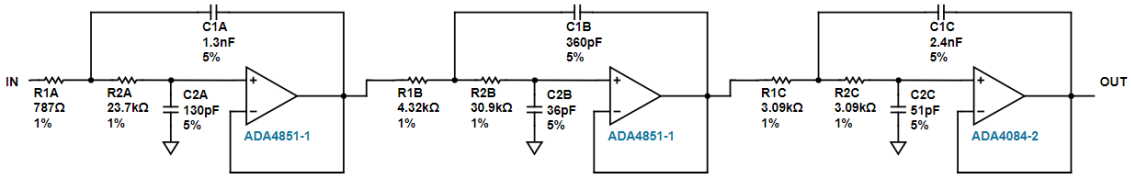


Рисунок 2 - Электрическая схема восстанавливающего фильтра 6 порядка.

Приведенная структура фильтра обеспечивает полосу пропускания в 150 кГц и ослабление сигнала на 40 дБ на частоте 300 кГц.

2. По формулам из [6] или [7] или по таблицам нормированных амплитуд первых полуволн фронта радиоимпульса из [6] математически моделируются отсчеты дискретного сигнала с частотой дискретизации 5 МГц и высоким разрешением по амплитуде;

3. Производится искусственное понижение разрешения по амплитуде сигнала до 5 бит (рисунок 3);

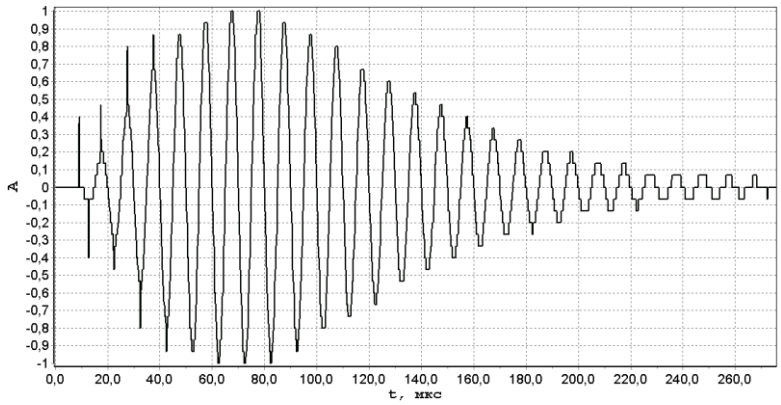


Рисунок 3 - Графическое представление радиоимпульса в низком разрешении 5 бит.

4. Полученный сигнал подается на вход подробно смоделированного ФНЧ и результат фильтрации сравнивается с оригинальным дискретным сигналом (рисунок 4);

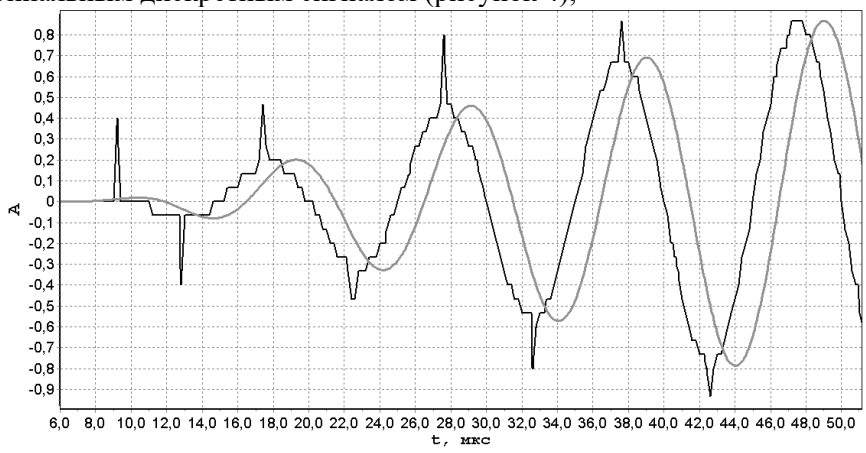


Рисунок 4 - Наглядное сравнение первых восьми полуволн радиоимпульса на входе и выходе ФНЧ

5. При существенном отличии амплитуд полуволн эталонного сигнала и сигнала на выходе восстанавливающего фильтра производится ручное редактирование отсчетов дискретного сигнала низкого разрешения.

Согласно [6], нормированные амплитуды первых восьми полуволн радиоимпульса Loran-C должны соответствовать следующим критериям:

$$\left(\sum_{N=1}^{N=8}\frac{(I_N-S_N)^2}{8}\right)^{0.5} \leq 0.01, \qquad (3)$$

$$|I_N - S_N| \leq 0.03, \text{для } 1 \leq N \leq 8, \quad (4)$$

$$|I_N - S_N| \leq 0.1, \text{для } 9 \leq N \leq 13, \quad (5)$$

где I_N – нормализованная амплитуда N-ной полуволны эталонного радиоимпульса из уравнения (2), S_N – нормализованная амплитуда N-ной полуволны реального радиоимпульса.

Для сигнала, показанного на рисунке 4 выражение (3) принимает значение 0.009984, неравенства (4) и (5) также полностью выполняются.

Для радиоимпульсов систем «Чайка» допуски на отклонения нормированных значений амплитуд высокочастотного заполнения сравниваются с соответствующими табличными значениями или с вычисляются по формулам [7].

Описанный алгоритм позволяет получить таблицы значений ЦАП в низком разрешении, которые при прохождении через ФНЧ дают форму радиоимпульса, удовлетворяющую всем допускам из [6] и [7].

Заключение

В статье описаны особенности и преимущества применения имитатора импульсно-фазовых радионавигационных систем при разработке и тестировании инновационных ДВ приемников, а также определении мест развертывания и форматов работы новых систем. Представлена функциональная схема имитатора.

Разработан алгоритм, позволяющий с использованием 16-ти разрядного ЦАП и простого фильтра обеспечить одновременную имитацию работы до трех цепочек ИФРНС с динамическим диапазоном сигналов каждой станции в 54 дБ.

В результате исследований получено, что форма всех сигналов при этом отличается от стандартной не более чем на 5%. При этом отношение полезного сигнала к уровню шумов квантования (SQR) составляет не меньше 45,2 дБ.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ «Аспиранты» в рамках научного проекта № 19-37-90014.

Литература

1. Divis, Dee Ann (December 10, 2015). "PNT ExCom Backs eLoran as a Step to Full GPS Backup System". Inside GNSS, (January/February 2016).
2. H.R.2825 - Department of Homeland Security Authorization Act.
3. G. W. Johnson, R. Shalaev, C. Oates, P. F. Swaszek. "Development of an Integrated GNSS-eLoran Signal Simulator", 38th Annual Technical Symposium of the International Loran Association (ILA38), Portland, 2009.
4. Joon Hyo Rhee, Seo Jiwon. "eLoran Signal Strength and Atmospheric Noise Simulation over Korea", Journal of Positioning, Navigation and Timing 2, 2013.
5. Pyo-Woong Son, Sang Hyun Park, Kiyeol Seo, Younghoon Han, Jiwon Seo. "Development of the Korean eLoran Testbed and Analysis of its Expected Positioning Accuracy", 19th IALA Conference, Korea, 2018.
6. SPECIFICATION OF THE TRANSMITTED LORAN-C SIGNAL// U.S. Department of Transportation United States Coast Guard, 1994.
7. ГОСТ Р 53168-2008 Система радионавигационная "Чайка". Сигналы передающих станций. Технические требования
8. K. Gentile, R. Cushing, A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis, Analog Devices. 1999

LOW FREQUENCY RADIO NAVIGATIONAL SIGNALS IMITATION METHOD

Grunin A.P., Sai S.V.

Pacific National University

The article discusses the features of the construction of simulation equipment of global pulse-phase radio navigation systems operating in the long wavelength range. The research tasks include imitation of the dynamics of

the movement of the receiving equipment, distortion of signals on the propagation path, as well as the transmission of accurate time signals. The presence of the specified simulation equipment will significantly accelerate the development and testing of innovative LF receivers. The article presents an algorithm for generating pulses of radio navigation systems using low-resolution DAC.

МЕТОДЫ БОРЬБЫ С ПАССИВНЫМИ ПОМЕХАМИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ИМПУЛЬСНОГО КОДИРОВАННОГО СЛУЧАЙНОГО СИГНАЛА В АКТИВНОЙ РЛС

асп., инж. Гуров Д.А., к.т.н. Панкратов В.Г.

АО «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники»

Рассмотрены методы борьбы с помехами и результаты работы локатора в различной помеховой обстановке, включающей местные предметы, облака, «ангелы», подстилающую поверхность, морскую поверхность, групповые объекты. В качестве сигнала предложено использовать импульсный кодированный случайный фазоманипулированный сигнал. Приводятся результаты моделирования. По результатам моделирования оцениваются методы подавления помех при различной помеховой обстановке.

Импульсный кодированный случайный сигнал (ИКСС) представляет собой последовательность импульсов со случайной расстановкой и случайным внутренним кодом с частотной манипуляцией. Длительность импульсов и пауз между импульсами порядка нескольких микросекунд. Период повторения много больше максимальной задержки отраженного от объекта сигнала. База сигнала может составлять – $10^4 \ldots 10^5$. Большая информационная емкость позволяет производить двумерную обработку по дальности и доплеровской частоте, и получить дополнительную информацию о скорости объекта. Однако кроме больших достоинств сигнал обладает тем недостатком, что боковые лепестки от корреляционных функций сигналов отраженных от больших целей и помех присутствуют на всей дистанции, и могут скрыть слабые объекты. Поэтому возможность применения его зависит от решения вопроса борьбы с помехами. В работе рассматриваются различные виды пассивных помех такие как местные объекты, метеобразования.

Оценку эффективности работы будем проводить на модели пассивных помех.

При расчетах предлагается использовать феноменологическую модель [1]. Облучаемое пространство разбивается на элементы (фацеты). Для каждого фацета определяется свой коэффициент отражения. Размер фацета определяется размерами элемента разрешения. Общий сигнал помехи равен сумме независимых сигналов, отраженных от фацетов. Мощность отраженного сигнала равна сумме мощностей сигналов, отраженных от фацетов, если коэффициенты отражения независимы. Сигнала с одного дискрета по дальности определяется входным сигналом. Такая модель описывает в общем виде основные физические принципы формирования помехового сигнала, а конкретные параметры определяются конкретными природными условиями.

Методы борьбы с помехами включают: предварительную обработку сигналов с целью уменьшения влияния мощных целей и помех (нормализация, временная режекция) оптимальную фильтрацию для выделения сигналов из шумов, пороговую обработку со стабилизацией ложных тревог, классификацию по скоростям, обнаружение движущихся воздушных объектов. Предлагаемый алгоритм позволяет обнаружить как помехи, так и цели. Разделение сигналов отраженных от помех и целей производится по скоростным характеристикам.

Временная режекция заключается в том, что зная задержку и расстановку импульсов сигнала синтезируют бланкирующую функцию, стробы которой налагаются на импульсы и подавляют их [2].

Считается, что основным недостатком ИКСС являются энергетические потери из-за бланкирования. Поэтому оценим эти потери.

Сигнал на входе приемника бланкируется во время работы передающей антенны. Потери энергии сигнала зависят от скважности. Амплитуда на выходе оптимального фильтра зависит от энергии сигналов, поэтому при сравнении ИКСС и импульсного сигналов надо учитывать только энергию сигналов. Поскольку на обработку поступает часть сигнала, то отношение сигнал/шум будет хуже, чем у сигнала с одним импульсом на максимальной задержке. Это зависит от скважности сигнала. Отношение сигнал/шум на выходе с учетом

потерь определяется уравнением $\frac{s}{\sigma} = \sqrt{\frac{E}{N} \times \Delta F \times (1 - \frac{1}{Skv})}$ (1), где E – энергия сигнала, N – мощность шума, ΔF- полоса сигнала, Skv- скважность ИКСС.

Энергия ИКСС и импульсного сигнала одинаковая.

Потери энергии ИКСС по сравнению с импульсным сигналом - $10 \times \lg(1 - \frac{1}{Skv})$ (1)

Таким образом, при скважности порядка 5 потери мощности незначительны, а с учетом выигрыша от когерентного накопления по сравнению с некогерентным накоплением (примерно 2 дБ при скважности 10) такой сигнал и алгоритм предпочтителен.

Для примера рассмотрим одиночный сигнал помехи, который можно полностью режектировать, зная задержку этого сигнала. Задержку для мощного сигнала помехи от местного предмета можно определить с помощью простейшего коррелятора с малым временем накопления, поскольку амплитуда большая, а доплеровская частота маленький (рисунок 1).

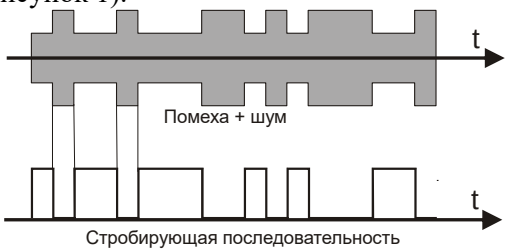


Рисунок. 1 Временная режекция помехи

На рисунке 2 показан вид функции неопределенности(ФН) без подавления сигнала помехи от местного предмета и вид функции неопределенности после режекции сигнала помехи.

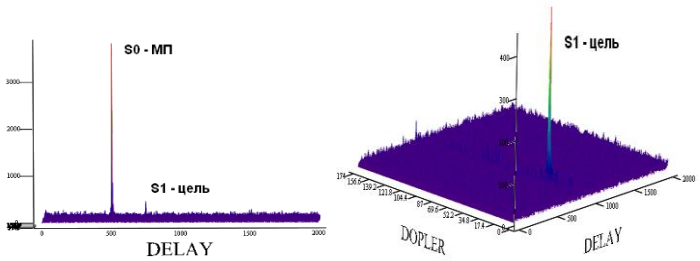


Рисунок 2. Левый график – ФН без подавления помехи. Правый график – с подавлением помехи

Сигнал, отраженный от местного предмета, полностью подавлен при соответствующей расстановке импульсов бланкирования.

Алгоритм нормировки. В общем случае, при наличии нескольких помех используется свойство импульсной модуляции ИКСС и корреляционное накопление. В промежутках между импульсами принятого мощного сигнала присутствует отраженный сигнал от слабых целей. С помощью нормировки мы выравниваем сигналы, подавляя в большей степени мощные сигналы. Нормировка позволяет выровнять сигналы, как помехи, так и эхо-сигналы , отраженные от воздушных объектов, что позволяет обнаруживать цели на фоне мощных помех. Нормировка сигнала или плавное ограничение заключается в следующем:

$$\dot{A}N = \dot{A} \Big/ \left|\dot{A}\right|,$$

где: $\dot{A}N$ комплексный сигнал после нормировки;

$\dot{A}$ - комплексный сигнал; $\left|\dot{A}\right|$ - модуль комплексного сигнала.

Более простым методом борьбы с помехами может быть использование жесткого ограничителя (бинарное квантование). В жестком ограничителе сигнал больше 0 приравнивается к 1, а меньше 0 – к минус 1. Кроме этого нормировка и жесткое ограничение стабилизирует уровень ложных тревог.

На рисунке 3 приведен пример функции неопределенности при наличии сигнала от воздушный объект(ВО) и от мощных местных предметов при использовании процедуры нормировки.

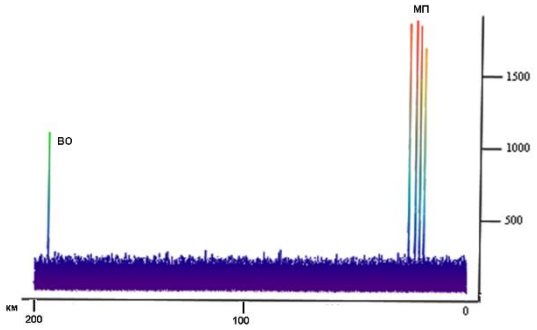


Рисунок 3 ФН при наличии сигнала от ВО и местных предметов Параметры сигнала: средняя скважность – 10, длина сигнала – 37 мс.

Таблица 1

Параметры объектов

	МП 1	МП 2	МП 3	МП 4	Цель
Дальность, км	20	22	24	27	194
ЭПР, м^2	500	500	500	500	1
Скорость м/с	0	0	0	0	320

Нормировка эффективна при борьбе с помехами типа облака, ангелы, которые локализованы в пространстве. На рисунке 4 приведен пример функции неопределенности при наличии помех от местного предмета и облака.

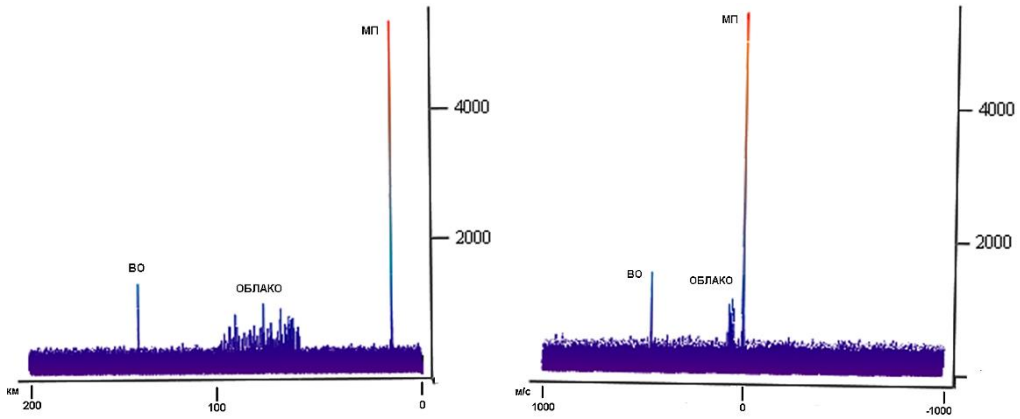


Рисунок 4 ФН при помехах от местного предмета и облака

Таблица 2

Параметры объектов

Угол места, град.	2	
Нижняя граница облака, км	1	
Верхняя граница облака, км	3	
Средняя скорость, м/с	30	
СКО скорости, м/с	1	
Удельная ЭПР, м$^{-1}$	5e-11	
Ширина диаграммы, град	2	
	Местный предмет	Самолет
ЭПР объекта, м^2	100	1
Скважность	2	2
Скорость, м/с	0	400
Дальность, км	15	50

Методы подавления помех от подстилающей поверхности.

Отдельно необходимо выделить проблему подстилающей поверхности. Помехи от подстилающей поверхности в случае использования ИКСС в основном определяются отражениями от поверхности, близко расположенной к локатору, примерно до 10 км, и проявляются в виде фона на всей дистанции, который может маскировать сигналы от цели. На рисунке 5 приведен пример функции неопределенности при наличии помех от местного предмета и облака. Местный предмет R = 15 км, ЭПР=100 м^2. Цель R = 100 км.ЭПР = 10 м^2, V = 100 м/с. Дифференциальная площадь рассеяния = 0,003

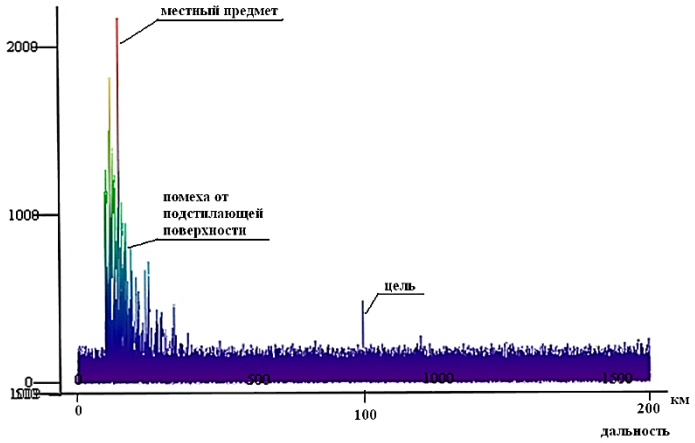


Рисунок 5 Помехи от подстилающей поверхности без применения методов подавления

Остаются два мощных сигнала (от местного предмета 100 кв. м , 15 км и цели 10 кв м 100 км) и помеха от подстилающей поверхности даже при дифференциальной ЭПР -50 дБ и мощном сигнале от цели.

Метод взвешенного бланкирования заключается в умножении принятого сигнала на весовую функцию, которая равна 0 во время передачи импульса и меняет амплитуду от 0 до 1 в зависимости от задержки от излучаемого импульса, как показано на рисунке 6.

Применяется совместно с нормализацией.

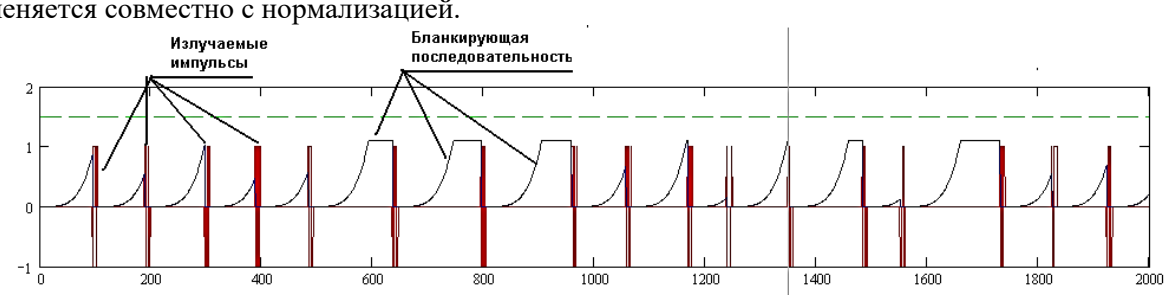


Рисунок 6 Излучаемые импульсы и бланкирующая последовательность

Бланкирующая функция плавно меняется от 0 до 1 на интервале действия помехи от подстилающей поверхности. Причем чем больше расстояние от локатора, тем больше амплитуда бланкирующей функции, например, по закону Δt^2. Таким образом, в максимальной степени уменьшаются помехи от близких участков поверхности.

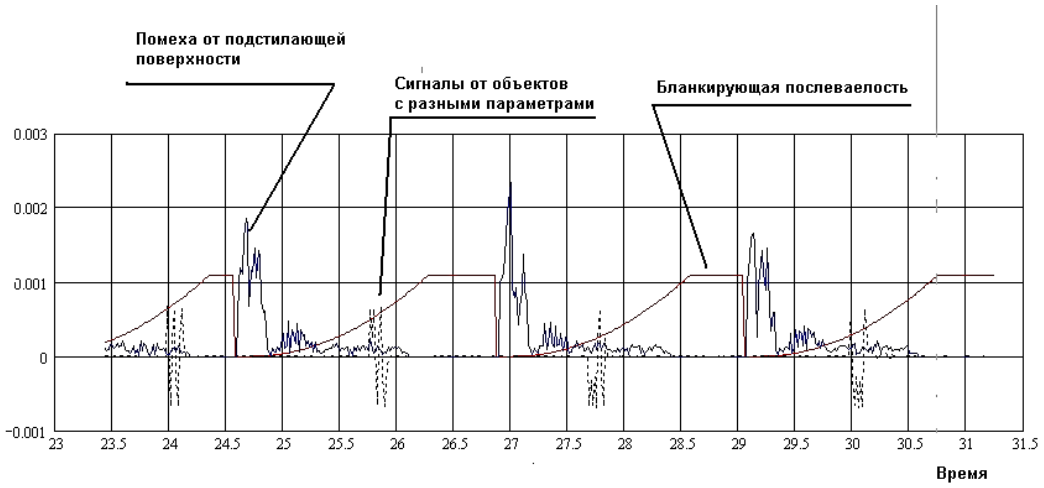


Рисунок 7 Временная диаграммы сигнала помехи от подстилающей поверхности, бланкирующих импульсов и отраженного сигнала

Эффективная площадь рассеяния. - 0,03

Антенна ориентирована по половине мощности. $\pi/2$ по диаграмме.

Использование сигналов с большой скважностью приводит к тому, что увеличиваются шумы, связанные с импульсным характером сигнала в сечении при одинаковых задержках. Однако максимум должен соответствовать реальной доплеровской частоте. Таким образом, определив максимум, мы получим

доплеровскую частоту объекта. Остальные отсчеты обнуляются. Однако это работает, когда в одном отсчете по дальности присутствует 1 объект. Положение, когда в одном элементе разрешения присутствуют несколько объектов с разными скоростями не стационарно и со временем объекты должны разойтись и соответственно цели проявятся. В результате такой обработки мы получим функцию неопределенности следующего вида (рис. 8).

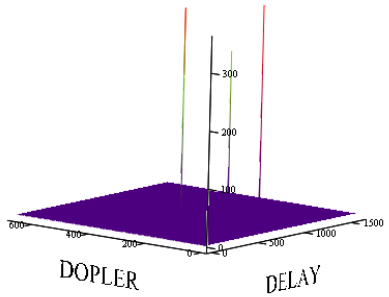


Рисунок 8 Обработанная по доплеровской координате функция неопределенности. Вырезаны помехи с доплеровской частотой близкой к 0

Рассмотренная система обработки сигналов и борьбы с помехами дает возможность измерить радиальную скорость, выделить пассивные помехи по величине скорости и обеспечить защиту от комплекса одновременно действующих помех.

Литература

1. Сколник М. Справочник по радиолокации. Пер. с англ. М., «Советское радио», 1976, т.1, стр 273.
2. Быстров Н.Е. Режекция мешающих отражений при квазинепрерывном режиме излучения и приема сигналов с псевдослучайным законом амплитудной модуляции. Вестник новгородского государственного университета, Радиоэлектроника, №28, 2004.

METHODS OF CLUTTER SUPPRESSION FOR ACTIVE RADAR SYSTEM USING PULSED RANDOM CODED PHASE-SHIFT KEYING SIGNAL

Chief sector, Cand.Sc. (Engineering) Pankratov V.G.,
postgraduate, engineer Gurov D. A.

All-Russian Scientific Research Institute of Radio Engineering(«VNIIRT»)

Methods for clutter suppression and radar performance in various interfering circumstances: ground and sea clutter, clouds, atmospheric effects,group objects were discussed. In this work was used pulsed random coded phase-shift keying signal. Simulation results were provided. Usage of methods methods for clutter suppression which desribed early was analyzed in different various interfering circumstances.

◆

ОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА ДИСКРЕТНОГО НЕСЛУЧАЙНОГО ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ ОДИНОЧНОЙ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНО-КОРРЕЛИРОВАННОЙ ПОМЕХИ

к.т.н. Давыденко И.Н.[1], д.т.н. Костромицкий С.М.[1],
к.т.н. Дятко А.А.[2]

[1]Республиканское научно-производственное унитарное предприятие «Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси»
[2]Учреждение образования «Белорусский государственный технологический университет»

В статье анализируется алгоритм когерентной оптимальной обработки дискретного неслучайного полезного сигнала на фоне одиночной коррелированной помехи. Рассматривается известная модификация известного алгоритма оптимальной обработки, реализующего максимум отношения сигнал/помеха и представляющая корреляционную матрицы помехи в виде произведения нижней и верхней треугольных матриц. В этом случае обработка сигнала разделяется на этап когерентной компенсации помехи и этап когерентного накопления полезного сигнала. Алгоритмы обработки сигналов для двух этапов обработки конкретизируются для случая, когда корреляционная матрица помехи соответствует экспоненциальному закону, а отсчеты принимаемых сигналов являются эквидистантными. Получено, что в этом случае на этапе компенсации помехи осуществляется однократное междуканальное вычитание принятого сигнала и умножение выходного сигнала первого канала на весовой множитель, зависящий от квадрата модуля коэффициента межуканальной корреляции помехи.

Введение

Алгоритм оптимальной когерентной обработки дискретного по времени или пространству неслучайного полезного сигналов на фоне помех имеет следующий вид [1-3]:

$$S = \sum_{l=1}^{N} W_l F_l = \mathbf{F}^{\mathrm{T}}\mathbf{W}, \quad (1)$$

где N - размерность обрабатываемого сигнала;

$\mathbf{W} = \left[W_1, W_2, W_3 \cdots W_N\right]^{\mathrm{T}}$ - оптимальный весовой вектор обработки;

$\mathbf{F} = \left[F_1, F_2, F_3 \cdots F_N\right]^{\mathrm{T}}$ - вектор входных сигналов.

Оптимальный весовой вектор обработки, максимизирующий отношение сигнал/помеха, для помехи с произвольной корреляцией определяется выражением [1-3]:

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{U}^{*}, \quad (2)$$

где $\mathbf{R} = \left\| R_{kl} \right\|$ - корреляционная матрица помехи;

$\mathbf{U} = \left[1, \exp\left(j\Delta\psi_c\right), \cdots, \exp\left(j\left(N-1\right)\Delta\psi_c\right)\right]^{\mathrm{T}}$ - вектор, характеризующий начальные фазы полезного сигнала относительно сигнала первого канала;

$\Delta\psi_c$ – межканальный сдвиг по фазе полезного сигнала.

1. Когерентная обработка на основе представления матрицы в виде произведения треугольных матриц

Учитывая, что корреляционная матрица помехи является эрмитовой, представим ее в виде произведения нижней и верхней треугольных матриц [1, с. 330]:

$$\mathbf{R} = \mathbf{L}\mathbf{L}^{\otimes}, \quad (3)$$

где $\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ L_{21} & L_{22} & 0 & \cdots & 0 \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ L_{N1} & L_{N2} & L_{N3} & \cdots & L_{NN} \end{bmatrix}$;

$\mathbf{L}^{\otimes} = \left(\mathbf{L}^{\mathrm{T}}\right)^{*}$ – эрмитово сопряжение матрицы.

Соответственно, обратная матрица также может быть представлена в виде произведения треугольных матриц [1. С. 331; 3. С. 46]:

$$\mathbf{R}^{-1} = \left(\mathbf{L}\mathbf{L}^{\otimes}\right)^{-1} = \left(\mathbf{L}^{-1}\right)^{\otimes}\left(\mathbf{L}^{-1}\right) = \mathbf{V}^{\otimes}\mathbf{V}, \quad (4)$$

где $\mathbf{V} = \mathbf{L}^{-1}$.

В этом случае выходной сигнал устройства когерентной обработки можно представить следующим образом [1, с. 336]:

$$S = \mathbf{F}^{\mathrm{T}}\mathbf{W} = \mathbf{F}^{\mathrm{T}}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{U}^{*} = \left(\mathbf{F}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{\otimes}\right)\left(\mathbf{V}\mathbf{U}^{*}\right) = \mathbf{F}_V^{\mathrm{T}}\mathbf{U}_V^{*}, \quad (5)$$

где $\mathbf{F}_V^{\mathrm{T}} = \mathbf{F}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{\otimes}; \mathbf{U}_V^{*} = \mathbf{V}\mathbf{U}^{*}$.

В соответствии с выражением (5) вектор принятого сигнала $\mathbf{F}$ пропускается через матричный фильтр, который обеспечивает подавление и декорреляцию помехи. Поскольку полезный сигнал также изменится при прохождении через матричный фильтр, то для его когерентного накопления опорный сигнал $\mathbf{U}^{*}$ пропускается через аналогичный матричный фильтр: $\mathbf{V}\mathbf{U}^{*}$. В результате скалярного перемножения откорректированного опорного сигнала на результат прохождения полезного сигнала $\mathbf{F}_V^{\mathrm{T}} = \mathbf{F}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{\otimes}$ через матричный фильтр $\mathbf{V}\mathbf{U}^{*}$ производится компенсация междуканальных набегов фазы полезного сигнала и его когерентное накопление.

Таким образом, когерентная обработка принятого сигнала содержит этапы [1, 3, 6] когерентной компенсации помехи

$$\mathbf{F}_V = \left(\mathbf{F}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}^{\otimes}\right)^{\mathrm{T}} = \mathbf{V}^{*}\mathbf{F} \tag{6}$$

и когерентного накопления результатов прохождения полезного сигнала через устройство когерентной компенсации помехи:

$$S = \mathbf{F}_V^{\mathrm{T}}\mathbf{U}_V^{*}. \tag{7}$$

2. Когерентная компенсация экспоненциально-коррелированных помех

Предположим, что отсчеты принятого сигнала являются эквидистантными и что помеха коррелирована по экспоненциальному закону:

$$R_{kl} = 2\sigma_h^2 r_h^{|k-l|}\exp\left(i\left[k-l\right]\Delta\psi_h\right), \tag{8}$$

где $2\sigma_h^2$ – средняя мощность помехи в одном канале обработки;

r_h – коэффициент междуканальной корреляции сигнала помехи;

$\Delta\psi_h$ – межканальный сдвиг по фазе сигнала помехи.

В этом случае корреляционная матрица помехи имеет вид:

$$\mathbf{R} = 2\sigma_h^2\begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho^2 & \cdots & \rho^N \\ \rho^* & 1 & \rho & \cdots & \rho^{N-1} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \left(\rho^*\right)^N & \left(\rho^*\right)^{N-1} & \left(\rho^*\right)^{N-3} & \cdots & 1 \end{bmatrix}, \tag{9}$$

где $\rho = r_h\exp\left(i\Delta\psi_h\right)$ - коэффициент междуканальной корреляции помехи.

С учетом выражения (4) матрицу, обратную матрице (9) можно представить через произведение двух ленточных треугольных матриц $\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{V}^{\otimes}\mathbf{V}$, у которых не равны нулю только две диагонали (главная и ближайшая к ней) [3. С. 214; 4. С. 232; 1. С. 386]:

$$\mathbf{V} = \frac{1}{\sqrt{2\sigma_h^2\left(1-|\rho|^2\right)}}\begin{bmatrix} \sqrt{1-|\rho|^2} & 0 & 0\cdots 0 \\ -\rho^* & 1 & 0\cdots 0 \\ 0 & -\rho^* & 1\cdots 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & 0\cdots 1 \end{bmatrix}. \tag{10}$$

Соответственно, с учетом выражения (6), устройство когерентной компенсации помехи в этом случае с точностью до несущественного постоянного множителя представляет собой устройство однократного междуканального вычитания с умножением выходного сигнала первого канала на весовой множитель $\sqrt{1-|\rho|^2}$:

$$\mathbf{F}_V = \mathbf{V}^*\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-|\rho|^2}F_1 \\ F_2 - \rho F_1 \\ F_3 - \rho F_2 \\ \ldots\ldots \\ F_N - \rho F_{N-1} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 0 \\ F_2 - \rho F_1 \\ F_3 - \rho F_2 \\ \ldots\ldots \\ F_N - \rho F_{N-1} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Полученный результат соответствует процедуре однократного междуканального вычитания экспоненциально-коррелированной помехи, полученной в [5] при оценивании пространственного спектра помехи методом авторегрессии и в [1. С. 386; 6] для устройства когерентной компенсации помехи по критерию минимума мощности помехи. Устройство однократного междуканального вычитания с учетом умножения выходного сигнала первого канала на весовой множитель представлено на рисунке 1.

3. Когерентное накопление неслучайного полезного сигнала

Этап когерентного накопления заключается в весовом суммировании результатов прохождения полезного сигнала через устройство когерентной компенсации мешающих отражений в соответствии с выражением (7).

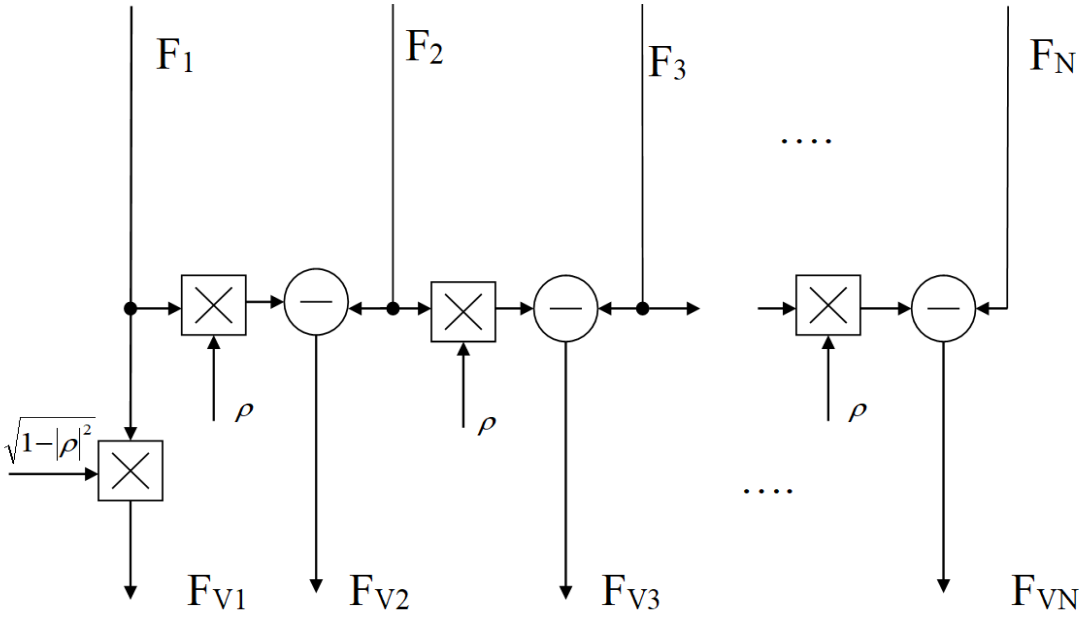


Рисунок 1 – Устройство однократного одноканального вычитания

С точностью до несущественного постоянного множителя этап когерентного накопления на фоне помехи с учетом выражений (5) и (7) можно записать в следующем виде:

$$S = F_{V1}(t)\sqrt{1-|\rho|^2} + \left(\exp(-j\Delta\psi_c) - \rho^*\right)\sum_{i=2}^{N} F_{Vi}(t)\exp\left(-j\cdot[i-2]\Delta\psi_c\right). \quad (12)$$

где $\Delta\psi_c$ – межканальный сдвиг по фазе полезного сигнала.

Таким образом, когерентное накопление заключается в междуканальном выравнивании начальных фаз результатов прохождения полезного сигнала через устройство когерентной компенсации помехи с последующим синфазным сложением.

Множитель $\sqrt{1-|\rho|^2}$, соответствующий сигналу первого канала, отражает тот факт, что максимизация отношения сигнал/помеха по мощности обеспечивается не только за счет снижения мощности помехи при ее междуканальном вычитании, но и за счет когерентного накопления полезного сигнала. Для сильно коррелированной помехи ($|\rho|=1$) этот множитель равен 0, осуществляется полноценное междуканальное вычитание помехи и сигнал первого канала не участвует в когерентном накоплении. При отсутствии корреляции помехи ($|\rho|=0$) компенсация помехи теряет свою эффективность, междуканальное вычитание помехи не производится и осуществляется когерентное суммирование полезных сигналов всех каналов обработки.

Заключение

Учет специального вида корреляционной матрицы помехи при оптимальной обработке принятого сигнала по критерию максимума отношения сигнал/помеха позволяет заменить операцию формирования корреляционной матрицы помехи, ее обращения и перемножения на опорный вектор полезного сигнала на операции междуканального вычитания принятого сигнала с когерентным накоплением результатов компенсации помехи. Кроме возможного снижения вычислительных затрат, полученные алгоритмы проясняют физический смысл оптимальной когерентной обработки принятого сигнала при выделении неслучайного полезного сигнала на фоне коррелированной помехи.

Литература

1. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
2. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
3. Лукошкин А.П. Обработка сигналов в радиотехнических системах: Учеб. пособие / А.Д. Далматов, А.А. Елисеев, А.П. Лукошкин, А.А. Оводенко, Б.В. Устинов; Под ред. А.П. Лукошкина. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1987. 400 с.
4. Тихонов В.И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: Учеб. пособие для вузов / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 1991. 608 с.
5. Костромицкий С.М. Самофокусирующиеся антенные решетки с разделением сигналов / С.М. Костромицкий; Нац. акад. наук Беларуси, Центр радиотехники. Минск: Беларуская навука, 2019. 201 с.
6. Охрименко А.Е., Олейников О.А. Теоретические основы радиолокации. Минск: МВИЗРУ, 1976. 606 с.

OPTIMUM PROCESSING OF A DISCRETE NON-RANDOM DESIRED SIGNAL ON THE BACKGROUND OF A SINGLE EXPONENTIAL-CORRELATED INTERFERENCE

PhD Davydzenka I.N.[1], D. Sci. Kostromitski S.M.[1], PhD Dyatko A.A.[2]

[1]Republic science and production center «Center of radioengineering of National academy of sciences of Belarus»

[2]Belarusian State Technological University

The article analyzes the algorithm for coherent optimal processing of a discrete nonrandom desired signal against a background of a single correlated interference. We consider a well-known modification of the well-known optimal processing algorithm that implements the maximum signal-to-noise ratio and assumes the representation of the interference correlation matrix as a product of the lower and upper triangular matrices. In this case, the signal processing is divided into the stage of coherent interference compensation and the stage of coherent accumulation of the desired signal. The signal processing algorithms for the two processing steps are specified for the case when the correlation matrix of a single interference corresponds to an exponential law, and the samples of the received signals are equidistant. It was found that in this case, at the stage of coherent interference compensation, a single interchannel subtraction of the received signal and the multiplication of the output signal of the first channel by a weight factor depending on the squared module of the of the interchannel correlation coefficient of interference are performed.

_____ ◆ _____

НЕЛИНЕЙНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ХАОТИЧЕСКОГО СИГНАЛА В РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

доц. Казимиров А.Н.

Южно-Уральский Государственный Университет,
kazimirovan@susu.ru

Создание нелинейных радиотехнических систем является перспективным направлением. В радиотехнической системе в качестве информационного используется хаотическое колебание. Применяется нелинейная фильтрация смеси хаотического колебаний и шума. Нелинейный фильтр содержит бистабильную систему - триггер Шмитта и линейный фильтр. Фильтрация происходит за счет эффекта стохастического резонанса. Сигнал на выходе нелинейной системы усиливается при некоторой оптимальной интенсивности шума. Исследован эффект стохастического резонанса для узкополосных сигналов. Приведены результаты экспериментального исследования в программе Multisim.

Реальные информационные сигналы имеют определенную полосу частот. В настоящее время существует тенденция использования сложных широкополосных сигналов для передачи информации и снижение отношения мощности сигнала к мощности шума. Поэтому, необходимо рассматривать явление стохастического резонанса в приложении к таким сигналам При использовании явления стохастического резонанса в бистабильной нелинейной динамической системе создаются условия для усиления слабого информационного сигнала в результате его взаимодействия с шумом. Моделью реального информационного сигнала может служить хаотическое колебание. Такое колебание генерируется нелинейной системой. Сигнал является детерминированным, но сложным. Имеются теоретические исследования нелинейных динамических систем с добавлением шума. Прикладные исследования по нелинейной фильтрации посвящены гармоническим сигналам с классическими видами модуляции.

Недостаточно исследованы вопросы обработки хаотических сигналов в приемных устройствах. При этом сигнал передатчика претерпевает изменения в канале связи из-за фильтрующих свойств канала и добавления к сигналу шума. В последние годы явления в нелинейных системах исследуются теоретически, моделируются в вычислительных экспериментах и исследуются в физических устройствах. Наибольшие достижения имеются в вопросах генерации хаотических колебаний. Наименее всего представлены работы по схемотехническому моделированию явлений в нелинейных системах. Для обработки сигналов может быть использовано явление стохастического резонанса, когда в бистабильной нелинейной динамической системе создаются условия для усиления слабого периодического сигнала в результате его взаимодействия с шумом.

Переход от теоретического исследования (математической модели) к радиотехнической системе – проблема настоящего исследования. Имеется потенциальная возможность использования эффекта стохастического резонанса для повышения отношения мощности сигнала к мощности шума. Предлагается исследование этой проблемы в программе схемотехнического моделирования Multisim.

Экспериментальное колебание поступает в канал связи, где на него накладывается шум. Далее сигнал с шумом поступает на вход бистабильной системы - триггер Шмитта. Полученное дискретное колебание на выходе триггера Шмитта поступает на вход линейного фильтра, на выходе фильтра наблюдаем обработанный сигнал. Стохастический резонанс теоретически исследуется на основе уравнения (1).

Математическая модель:

$$x' = x - x^3 + A \cdot cos(\Omega \cdot t + \varphi) + \sqrt{2 \cdot D} \cdot \xi(t) \quad (1)$$

$A \cdot cos(\Omega \cdot t + \varphi)$ – входное гармоническое колебание,

$\xi(t)$ – белый шум интенсивности D .

В настоящее время нет теоретических исследований стохастического резонанса с негармоническими входными сигналами.

Представим результаты исследования нелинейной фильтрации смеси хаотического колебания и шума на основе эффекта стохастического резонанса, происходящего в бистабильной системе, с целью выделения информационного хаотического сигнала.

В Multisim собраны генератор хаотического колебания, нелинейный фильтр на основе бистабильной системы – триггере Шмитта, источником шума является встроенный генератор «thermal_noise». Происходящие, в такой системе, процессы наблюдаются и анализируются с помощью виртуальных приборов: осциллографов и анализаторов спектра. На рисунке 1 (слева) приведена схема модели всего устройства. Генерация хаотического колебания осуществляется транзисторным генератором с резонансной системой лестничного типа [4]. Триггер Шмитта, линейный фильтр и другие вспомогательные устройства собраны на операционных усилителях.

Рисунок 1.

На рисунке 1 (справа) показан пример работы всего устройства, происходящие процессы отображаются на дисплеях виртуальных приборов. Слева приведены осциллограммы входного хаотического колебания и колебания, прошедшего через нелинейный фильтр. Ниже соответственно хаотическое колебание с добавлением шума и реализация шума. Справа, сверху вниз соответственно, спектр хаотического колебания, спектр сигнала с добавлением шума и спектр колебания на выходе нелинейного фильтра. Параметры у всех трех анализаторов спектра одинаковы.

Проведенные исследования показывают возможность выделения сложного сигнала из его смеси с шумом. Схемотехническое моделирование сокращает сроки исследования по сравнению с теоретическими изысканиями и далее позволит быстрее перейти к физической реализации устройства.

NON-LINEAR FILTERING OF CHAOTIC SIGNAL IN A RADIO SYSTEM

Kazimirov A.N.

Sub-faculty «Infocommucation technology», The South-Ural state university
Chelyabinsk, Russia, kazimirovan@susu.ru

Creation of non-linear radio engineering systems is the perspective direction. In radio engineering system as informational chaotic fluctuation is used. In work non-linear filtration of mix of chaotic fluctuation and noise is investigated. The non-linear filter contains the bistable system - Schmitt's trigger and the edge filter. In the filter the effect of a stochastic resonance takes place. The signal at the exit of non-linear system amplifies with body height of intensity of noise to some of its best value. For narrow-band signals the effect of a stochastic resonance is investigated rather explicitly. Results of model operation are given in the Multisim program.

ЦИФРОВОЙ СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПОЛЯРИЗОВАННОГО СИГНАЛА

к.т.н. Корнеев П.Е.

Егорьевский технологический институт (филиал)
Московского государственного технологического университета «СТАНКИН»

При решении задач дистанционного зондирования объекта, с целью выявления дефекта объекта, анализа масштабов техногенных катастроф или оценки характеристик окружающей среды и экосистем, в блоках мониторинговой радиополяриметрической системы, так или иначе, всегда решаются две фундаментальные задачи – спектральный анализ и задача фильтрации сигнала. Кроме того, требуется применять методы цифровой обработки сигналов для решения этих задач в реальном масштабе времени с отображением актуальной информации на дисплее мониторинговой системы. В представленной работе получены аналитические выражения для вычисления отсчётов спектральной функции методом дискретного преобразования Фурье при обработке отражённого от исследуемого объекта эллиптически-поляризованного сигнала.

Поляризационные методы неразрушающего контроля помогают решать задачи определения дефектов протяжённых объектов [8]. Конечно, функции таких систем не ограничиваются лишь решением задач связанных с неразрушающим контролем объектов. В общем случае мониторинг связан с оценкой состояния некоторого объекта по дистанционно наблюдаемым характеристикам отражённого радиолокационного сигнала, с учётом проведения анализа динамики изменения этих характеристик. Такие системы получили название мониторинговые радиополяриметрические системы [1]. Мониторинговые радиополяриметрические системы – это радиоэлектронные системы, с помощью которых осуществляется наблюдение за разнообразными природными и техногенными объектами. Чаще всего имеются в виду системы, размещаемые на разнообразных транспортных носителях (авиационных, автомобильных, водных, железнодорожных и т.д.). Нужно также отметить, что такие мониторинговые системы могут быть реализованы и в стационарном виде (наземные неподвижные мониторинговые системы) [1,2].

Мониторинговые радиоэлектронные системы осуществляют дистанционное зондирование, основанное на регистрации собственного, отражённого или рассеянного электромагнитного излучения радиодиапазона, поступающего от анализируемого объекта. Возможность получения информации об исследуемом объекте связано с тем обстоятельством, что характер собственного излучения, механизмы рассеяния и переотражения тесно связаны с физическими, геометрическими и функциональными характеристиками наблюдаемого объекта [1,6].

Мониторинговые поляризационные системы при своем функционировании, анализируют не только традиционные параметры отражённого от объекта исследования радиосигнала (амплитуду, частоту, фазу), но и поляризационные параметры радиосигнала. Это открывает дополнительные преимущества таких систем, которые основаны на анализе статических и динамических параметров поляризационного состояния отражённого от исследуемого объекта радиосигнала.

Цель данной работы – получить аналитические выражения для вычисления отсчётов спектральной функции методом Дискретного преобразования Фурье (ДПФ) при обработке отражённого от исследуемого объекта эллиптически-поляризованного сигнала. Данные аналитические выражения должны быть программно или аппаратно реализованы в блоке ДПФ анализатора при проектировании мониторинговой поляризационной системы.

На рисунке 1 представлена блок-схема цифровой обработки поляризованного сигнала.

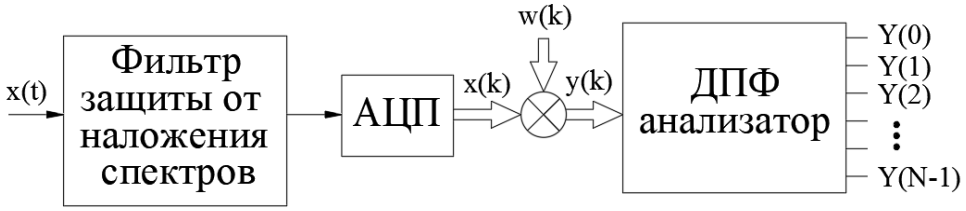


Рисунок 1 – Блок-схема цифровой обработки сигнала в мониторинговой поляризационной системе.

Описание функционирования блоков Фильтр защиты от наложения спектров и Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) подробно представлено в работах [3,10] и выходит за рамки данной работы.

На вход умножителя, предшествующего ДПФ анализатору, мониторинговой системы поступает последовательность $x(k)$, соответствующая эллиптически-поляризованному цифровому сигналу, отражённому от исследуемого объекта:

$$x(k) = a_+ \cos(2\pi\nu_m k + \varphi_+) + a_- \cos(2\pi\nu_m k + \varphi_-) = x_+(k) + x_-(k)\,. \quad (1)$$

На другой вход умножителя поступает последовательность $w(k)$ - прямоугольное временное окно, равное

$$w(k) = \begin{cases} 1, & при\ \ 0 \le k \le N-1 \\ 0, & иначе \end{cases}. \quad (2)$$

В выражениях (1) и (2) $\nu_m = m/N = f/f_\partial$ - нормированная частота входного сигнала, $1/N$ - бин ДПФ, N - длина обрабатываемой последовательности, f_∂ - частота дискретизации, f - текущая частота сигнала, a_+, φ_+ - амплитуда и начальная фаза левосторонне поляризованного колебания, a_-, φ_- - амплитуда и начальная фаза правосторонне поляризованного колебания

Важно отметить, что при решении задач спектрального анализа разрешение системы зависит от длины обрабатываемой последовательности N, которая в свою очередь задаётся исследователем путём использования той или иной оконной функции [3,4,9].

Таким образом, на вход ДПФ анализатора поступает цифровой сигнал $y(k)$:

$$y(k) = x(k) \cdot w(k)\,. \quad (3)$$

Найдём выражения для вычисления коэффициентов ДПФ на выходе ДПФ анализатора в ходе обработки эллиптически-поляризованного отражённого от исследуемого объекта сигнала.

В общем виде выражение для коэффициентов ДПФ будет иметь вид:

$$Y(n) = Y_+(n) + Y_-(n)\,, \quad (4)$$

где $n = 0,1,2...N-1$ (символ n относим к частотной области).

Рассмотрим каждую компоненту $Y_+(n)$ и $Y_-(n)$ (4) отдельно.

$$\begin{aligned} Y_+(n) &= \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}[x_+(k)\cdot w(k)]\cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} = \\ &= \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} a_+ \cos(2\pi\frac{m}{N}k + \varphi_+)\cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}\,. \end{aligned} \quad (5)$$

Представим по формуле Эйлера $\cos(2\pi\frac{m}{N}k + \varphi_+) = \frac{e^{-j(2\pi\frac{m}{N}k+\varphi_+)} + e^{j(2\pi\frac{m}{N}k+\varphi_+)}}{2}$. Тогда выражение (5) преобразуем к виду:

$$\begin{aligned} Y_+(n) &= \frac{a_+}{2N}\sum_{k=0}^{N-1}\left(e^{-j(2\pi\frac{m}{N}k+\varphi_+)} + e^{j(2\pi\frac{m}{N}k+\varphi_+)}\right)\cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} = \\ &= \frac{a_+}{2N}\sum_{k=0}^{N-1}\left(e^{-j(2\pi\frac{m}{N}k+\varphi_+)-j\frac{2\pi}{N}nk} + e^{j(2\pi\frac{m}{N}k+\varphi_+)-j\frac{2\pi}{N}nk}\right) = \\ &= \frac{a_+}{2N}\sum_{k=0}^{N-1}\left(e^{j(\frac{2\pi}{N}(N-m-n)k-\varphi_+)} + e^{j(\frac{2\pi}{N}(m-n)k+\varphi_+)}\right). \end{aligned} \quad (6)$$

В выражении (6) просматривается сумма дискретных экспоненциальных функций (ДЭФ). ДЭФ - это ортогональные, N - периодичные функции [3,4].

Запишем свойство ДЭФ для прямоугольной оконной функции (среднее значение функции ДЭФ равно нулю на интервале N, кроме $n=0$):

$$W(n)=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}=\begin{cases}1, & n=0\\ 0, & иначе\end{cases} \tag{7}$$

Рассмотрим функции ДЭФ выражения (6) отдельно.

$$\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}e^{j(\frac{2\pi}{N}(N-m-n)k)}=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}e^{-j(\frac{2\pi}{N}(n-(N-m))k)}=W(n-(N-m)) \tag{8}$$

Функция $W(n-(N-m)$ согласно свойству ортогональности будет равна:

$$W(n-(N-m))=\begin{cases}1, & n=N-m\\ 0, & иначе\end{cases},\ n\in\left[\frac{N}{2},N-1\right] \tag{9}$$

В свою очередь выражение для $W(n-m)$ из (6) будет выглядеть следующим образом:

$$\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}e^{j(\frac{2\pi}{N}(m-n)k)}=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}e^{-j(\frac{2\pi}{N}(n-m)k)}=W(n-m) \tag{10}$$

$$W(n-m)=\begin{cases}1, & n=m\\ 0, & иначе\end{cases},\ n\in\left[0,\frac{N}{2}-1\right] \tag{11}$$

Тогда компонента $Y_+(n)$ будет иметь вид:

$$Y_+(n)=\begin{cases}\frac{a_+}{2}e^{j\varphi_+}, & n\in\left[0,\frac{N}{2}-1\right]\\ \frac{a_+}{2}e^{-j\varphi_+}, & n\in\left[\frac{N}{2},N-1\right]\end{cases}, \tag{12}$$

Аналогичным образом получаем выражение для компоненты $Y_-(n)$:

$$Y_-(n)=\begin{cases}\frac{a_-}{2}e^{j\varphi_-}, & n\in\left[0,\frac{N}{2}-1\right]\\ \frac{a_-}{2}e^{-j\varphi_-}, & n\in\left[\frac{N}{2},N-1\right]\end{cases}, \tag{13}$$

Итоговое аналитическое выражение для вычисления коэффициентов ДПФ примет вид:

$$Y(n)=\begin{cases}\frac{a_+}{2}e^{j\varphi_+}+\frac{a_-}{2}e^{j\varphi_-}, & n\in\left[0,\frac{N}{2}-1\right]\\ \frac{a_+}{2}e^{-j\varphi_+}+\frac{a_-}{2}e^{-j\varphi_-}, & n\in\left[\frac{N}{2},N-1\right]\end{cases}, \tag{14}$$

Параметры a_+, a_-, φ_+, φ_- связаны с параметрами эллиптически-поляризованной волны (A_n - амплитудой эллиптически-поляризованной волны, ε_n - углом эллиптичности, β_n - углом ориентации эллипса поляризации и φ_0 - начальной фазой) следующими соотношениями [9]:

$$a_+=\frac{\sqrt{2}}{2}A_n\cdot\cos\left(\frac{\pi}{4}-\varepsilon_n\right),\ a_-=\frac{\sqrt{2}}{2}A_n\cdot\sin\left(\frac{\pi}{4}-\varepsilon_n\right),$$
$$\varphi_+=\beta_n+\varphi_0,\ \ \varphi_-=\beta_n-\varphi_0 \tag{15}$$

Тогда выражение (14), учитывая (15), может быть представлено следующей окончательной записью:

$$Y(n)=\begin{cases}\frac{\sqrt{2}}{4}A_n\left(\cos\left(\frac{\pi}{4}-\varepsilon_n\right)e^{j(\beta_n+\varphi_0)}+\sin\left(\frac{\pi}{4}-\varepsilon_n\right)e^{j(\beta_n-\varphi_0)}\right), & n\in\left[0,\frac{N}{2}-1\right]\\ \frac{\sqrt{2}}{4}A_n\left(\cos\left(\frac{\pi}{4}-\varepsilon_n\right)e^{-j(\beta_n+\varphi_0)}+\sin\left(\frac{\pi}{4}-\varepsilon_n\right)e^{-j(\beta_n-\varphi_0)}\right), & n\in\left[\frac{N}{2},N-1\right]\end{cases}, \tag{16}$$

Выводы:

1. Осуществление цифрового спектрального анализа в блоках мониторинговой поляризационной системы с применением мощного математического аппарата дискретного преобразования Фурье позволяет провести анализ пространственно-временного, поляризованного сигнала, отражённого от исследуемого

объекта, в частотной области. Полученные данные в ходе цифрового спектрального анализа помогут в реальном масштабе времени оценить дефект объекта, произвести анализ масштабов техногенных катастроф или оценить характеристики окружающей среды и экосистем.

2. Мониторинговая поляризационная система содержит в своём составе ДПФ анализатор, который представляет собой набор полосовых фильтров, настроенных на частоты соответствующие бинам ДПФ. Полосовые фильтры как бы “просматривают” спектр входного эллиптически-поляризованного сигнала на всей полосе частот от 0 до 1 по нормированной частоте ν. Количество этих узкополосных фильтров определяется числом N, которое задаётся применением той или иной оконной функции. Оконная функция также определяет итоговое разрешение цифрового спектрального анализа.

3. При проектировании ДПФ-анализатора мониторинговой поляризационной системы разработчиком должен быть программно или аппаратно реализован алгоритм, соответствующий формуле (16).

Литература:

1. Козлов А.И. Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов / А.И. Козлов, А.И. Логвин, В.А. Сарычев. -М.: Радиотехника, 2005. - 704 с.
2. Козлов А.И. Поляризация радиоволн. Радиополяриметрия сложных по структуре сигналов / А.И. Козлов, А.И. Логвин, В.А. Сарычев. - М.: Радиотехника, 2008.- 688 с.
3. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. Издание 3-е, исправленное / А. Оппенгейм, Р. Шафер. – М.: Техносфера, 2012. - 1048 с.
4. Гадзиковский В.И. Цифровая обработка сигналов / В.И. Гадзиковский. - М.: СОЛОН-Пресс, 2013.- 769 с.
5. Van Zyl J.J. Imaging radar polarization signatures: Theory and observation / J.J. Van Zyl, H.A. Zebker, C. Elachi. – Radio Science, 1987.
6. Коростелев А.А. Пространственно-временная теория радиосистем / А.А. Коростелев. - М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.
7. Дудник П.И., Ильчук А.Р., Татарский Б.Г. Многофункциональные радиолокационные системы / П.И. Дудник, А.Р. Ильчук, Б.Г. Татарский. - М.: Дрофа, 2007. – 283 с.
8. Корнеев П.Е. Поляризационный метод неразрушающего контроля // Вестник МГТУ "Станкин". 2018 г. № 2 (45). С. 48 - 52
9. Корнеев П.Е. Дискретное преобразование Фурье поляризованного сигнала // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2018 г. №4. т.16. С. 30-36.
10. Корнеев П.Е. Дискретизация поляризованного сигнала // Научный Вестник МГТУ ГА. 2018г. т.21. № 03. С. 169-177.
11. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов: Пер. с англ. / Р. Блейхут. - М.: Мир, 1989.-448 с.

DIGITAL SPECTRAL ANALYSIS OF THE POLARIZED SIGNAL

PhD Korneev P.E.

Egorievsk technological institute
Moscow state technological university “STANKIN”

When solving problems of remote sensing of the object to detect the defect of the object of analysis of the scale technogenic catastrophes or appraisal of the characteristics of the environment and ecosystems, in blocks radio polarimetric monitoring system, one way or another, always have two fundamental tasks – spectral analysis and filtering of the signal. In addition, it is required to apply methods of digital signal processing to solve these problems in real time with the display of relevant information. In the presented work analytical expressions for calculation of samples of spectral function by method of discrete Fourier transform at processing of the elliptically-polarized signal reflected from the investigated object are received.

АЛГОРИТМ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ, ПОСТРОЕННЫЙ НА ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВЫСОКОТОЧНОЙ ЭФЕМЕРИДНО-ВРЕМЕННОЙ ИНФОРМАЦИИ

асп. Лукьянов В.С.

Национальный исследовательский университет «Московский Энергетический Институт»

D работе рассмотрен метод детектирования имитационных не синхронных помех. В отличие от традиционного алгоритма контроля целостности измерений (RAIM) представленный детектор срабатывает даже в условиях низкого уровня невязок измерений. Экспериментально показана и теоретически обоснована эффективность представленного алгоритма. Эксперимент проводился с использованием имитатора сигналов. При этом навигационный приёмник принимал только помеховые (имитационные) сигналы, что можно считать идеальными с точки постановщика помех условиями.

На сегодняшний день зафиксирован ряд случаев воздействия на навигационную аппаратуру потребителей (НАП) имитационных помех [1]. Данные вид помехи способен вызвать серьёзные проблемы, так как, находясь под их воздействием, НАП продолжает выдавать координаты, которые задает постановщик помех.

Существует ряд методов борьбы с помехами данного типа основанных, например, на использование синтезированной диаграммы направленности антенны или построение двумерной автокорреляционной функции [2]. В случае, когда навигационный приёмник следит за достаточным количеством как спутниковых, так и помеховых сигналов, обнаружить факт наличия помехи можно с использованием алгоритма контроля целостности (RAIM). С помощью этого алгоритма можно определить, что существует две группы спутников, которые имеют маленькие невязки измерений в двух разных точках пространства. Обычно, самые простые навигационные приёмники, для контроля качества измерений используют только алгоритм RAIM в силу его относительной простоты и дешевизны реализации [3].

Все эти методы не будут давать результата, если НАП окажется полностью в навигационном поле постановщика помех. В таком случае, детектировать помеху можно если при решении навигационной задачи использовать не спутниковые эфемериды, а внешнюю эфемеридно-временную информацию (ЭВИ), например, от сети станций IGS. Описанный алгоритм будет эффективен в том случае, если помеха не является синхронной с глобальной навигационной спутниковой системой (ГНСС), т.е. если параметры помеховых сигналов в точке потребителя не совпадут с параметрами спутниковых сигналов в точке увода потребителя в заданный момент времени.

Предположим, что постановщик помех основан на использовании имитатора сигналов, подключенного к передающей антенне. В данном случае помеха будет не синхронной.

Для пояснения того, что произойдет при использовании внешней ЭВИ обратимся к рисунку 1. На этом рисунке представлены линии положений. Очевидно, что в случае использования ЭВИ, полученной из навигационного сообщения помехового сигнала невязки измерений, будут типичными для работы НАП в штанном режиме. Но при использовании сторонней информации это приведет к тому, что решение перестанет сходиться и сработает RAIM, что и заблокирует выдачу навигационного решения.

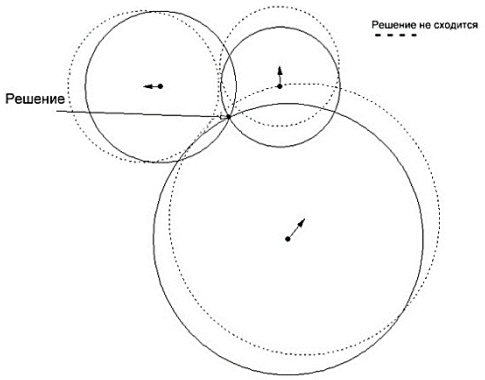


Рисунок 1. Изменение невязок измерений при использовании внешней ЭВИ.

Для подтверждения представленной гипотезы был проведен эксперимент в котором навигационный приёмник был подключен к имитатору сигналов, на имитаторе сигналов был запущен статический часовой сценарий. А ходе эксперимента навигационный приёмник записывал сырые измерения (задержку, фазу и Доплеровское смещение частоты по каждому принимаемому сигналу).

На рисунке 2 можно увидеть решение навигационной задачи при использовании сигнальных эфемерид. Когда в блоке решения навигационной задачи сигнальные эфемериды были замены на ЭВИ от сети IGS решение стало заблокировано алгоритмом RAIM, что доказывает эффективность описанного метода.

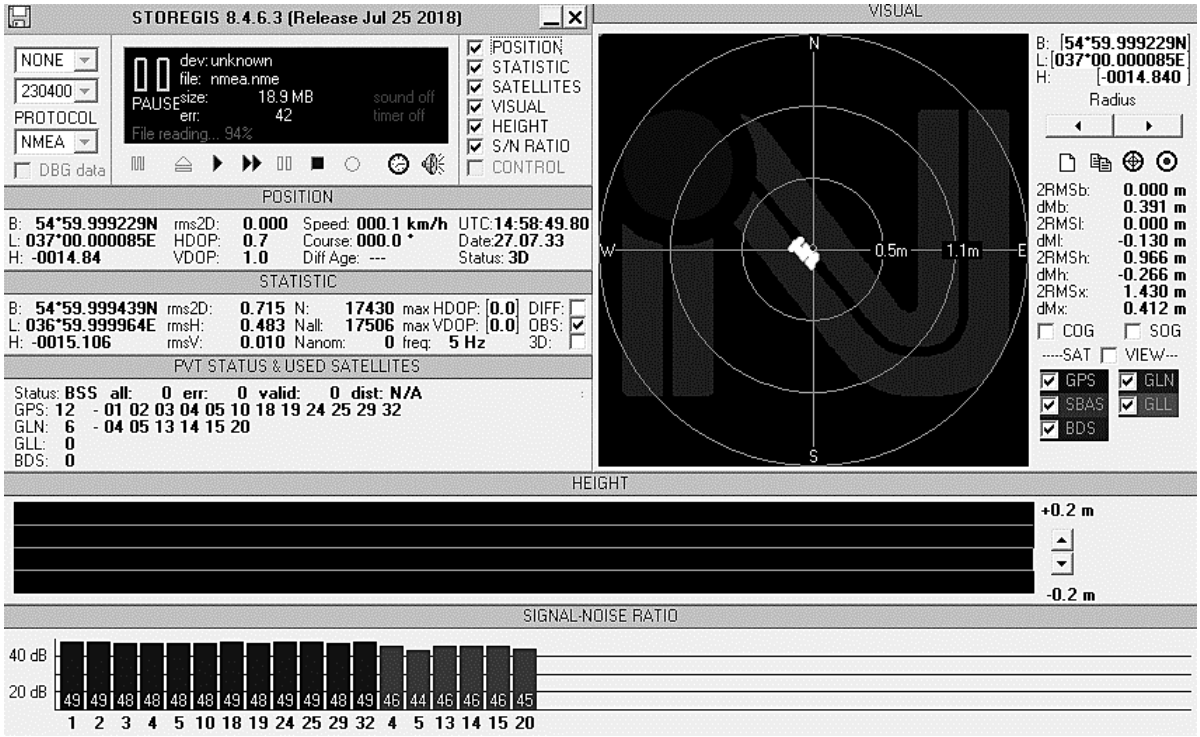


Рисунок 2. Решение навигационной задачи при использовании сигнальной ЭВИ

Литература

1. Dee Ann Divis. New Report Details GNSS Spoofing Including Denial-of-Service Attacks / Inside GNSS, 20.03.2019, URL: https://insidegnss.com/new-report-details-gnss-spoofing-including-denial-of-service-attacks/, (дата обращения 06.02.2020).
2. Wang F, Li H, Lu M. GNSS Spoofing Detection and Mitigation Based on Maximum Likelihood Estimation. *Sensors (Basel)*. 2017;17(7):1532. Published 2017 Jun 30. doi:10.3390/s17071532
3. Mark L. Psiaki and Todd E. Humphreys. GNSS Spoofing and Detection. IEEE. 2016. **Publication:** 01 April 2016. **doi:** 10.1109/JPROC.2016.2526658

A METHOD FOR DETECTING SPOOFING BASED ON USE OF HIGH-PRECISION SATELLITE EPHEMERIS AND SATELLITE CLOCKS

PhD student Lukyanov V.S.

The paper considers a method for detecting spoofing. In contrast to the traditional technology receiver autonomous integrity monitoring (RAIM), the presented detector operating even in conditions of low level of measurement residuals. The efficiency of the presented algorithm is shown experimentally and theoretically justified. The experiment was conducted using a signal simulator. At the same time, the navigation receiver received only spoofing signals, which can be considered ideal conditions from the point of view of the jamming operator.

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ С ПОМОЩЬЮ СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

студ. Макаров А.Е., проф. Рябов И.В.

Поволжский государственный технологический университет

Рассматриваются способы повышения точности позиционирования подвижных объектов с использованием сигналов глобальных спутниковых систем. Предложен алгоритм повышения точности с использованием сигналов глобальных навигационных спутниковых систем с учетом 3D карты местности. Изложен учет сигналов спутниковых сигналов, обусловленных многолучевостью, и сигналов, прошедших сквозь здания. Предлагается способ работы навигационного оборудования при сильном ослаблении навигационного сигнала. Показаны результаты работы алгоритма в условиях городского ландшафта.

Введение

Глобальные навигационные спутниковые системы определяют местоположение, скорость и точное время. Существенным фактором, влияющим на точность работы наземного навигационного оборудования, является количество видимых на небосклоне спутников. Для гарантированной работы GPS необходимо открытое пространство, когда в поле зрения находится максимальное число спутников, и отсутствуют отраженные сигналы.

Позиционирование с помощью глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) является особенно сложной задачей в городских условиях, где разнообразие природных и техногенных объектов может ухудшить распространение сигналов с прямой линии видимости к пользователю. Недостаточное количество спутников или «плохая геометрия» (т.е. плохое распределение имеющихся спутниковых сигналов в данной местности), возникает в результате обструкции сигнала, и ограничивает доступность и точность позиционных решений. В городской среде ситуация усугубляется тем, что имеющиеся сигналы с трудом достигают приемника пользователя по линии прямой видимости, но могут возникнуть в результате косвенного распространения (отражения и дифракции) сигналов с прямой линии видимости. Данные явления значительно ухудшают достижимую точность позиционирования по сравнению с работой в условиях открытого пространства. Многосистемная система приёмника ГНСС (например, GPS + ГЛОНАСС), как правило, обеспечивают больше наблюдений спутников, чем односистемный приёмник, что позволяет обеспечить более высокую точность. Тем не менее, в городской среде учет распространения сигналов с не прямой линии видимости также имеет большое значение. Характерным примером является работа навигационного приемника вблизи стены дома, когда физически половина небосвода закрыта. Поэтому становится актуальной проблема повышения точности местоопределения с помощью алгоритмов дополнительной обработки навигационных сообщений [1].

Цель работы: предоставить результаты работы алгоритма поиска решений навигационной задачи в затененной области на основе сопоставления принятых сигналов с 3D картой местности и выполнить его физическую реализацию для обработки сигналов GLN+GPS в условиях городского ландшафта.

1. Решения в области навигации при работе в городских условиях

Существующие методы для решения при ограниченной ЛПВ (линии прямой видимости) в городских районах базируются на вычислении прямого пути между несколькими известными точками (Dead Reckoning (DR)) или сопоставления с картой (Map Matching), в тех местах, где сигналы спутников слабы или вовсе отсутствуют. Определенная степень улучшения достигается путем совмещения ГНСС с инерциальными бортовыми системами (спидометр и т. д.). Данные решения в большинстве случаев являются заметно грубыми при отсутствии сигналов на ЛПВ. В таких условиях решающее большинство ГНСС устройств становятся бесполезными и неспособными обеспечить заявленную производителем точность решения навигационной задачи [3].

Для решения в подобных условиях Бен–Моше, Элкин, Леви и Вейзман предложили в 2011 году способ, который базируется на двух концепциях. Во–первых, в отличие от существующих решений, которые полагаются на информацию на прямую, не соотносящуюся с проблемой прямой видимости, такие как скорость транспортного средства, положение дороги, они решают проблему определения местоположения по имеющимся слабым сигналам от ЛПВ с помощью ЛПВ–алгоритмов. Во–вторых, в данном способе учитываются сигналы от спутников в пределах непрямой линии видимости (НЛВ), обусловленные многолучевостью [4]. Имея данную информацию, навигационный процессор получает вероятную зону нахождения приемника, совмещая зоны, получаемые с помощью слабых навигационных сигналов и карты

области, в которой предположительно находится приемник. Таким образом, они получают зону, в которой приемник может находится с определенной долей вероятности и при этом уменьшается область ошибки.

В данном способе существуют области с вероятностями положения, поэтому для успешного приближения к решению навигационной задачи необходимо вводить весовые коэффициенты, величина, которых определяется мощностью принимаемых сигналов.

Данный алгоритм учитывает три составляющих: статус спутников в прямой видимости, область карты, определяемую ЛПВ спутниками, построение карты с наиболее вероятными положениями.

В результате при синтетических тестах алгоритм позволил определять местоположение в условиях плотной городской застройки со временем холодного старта приема 1 секунда с максимальным ошибкой определения положения в 2 метра от истинного местоположения [2].

2. Алгоритм повышения точности местоопределения в городском ландшафте.

Для повышения точности навигации разработан следующий алгоритм (рисунок 1), основанный на сопоставлении 3D карты местности и данных от спутников ГНСС.

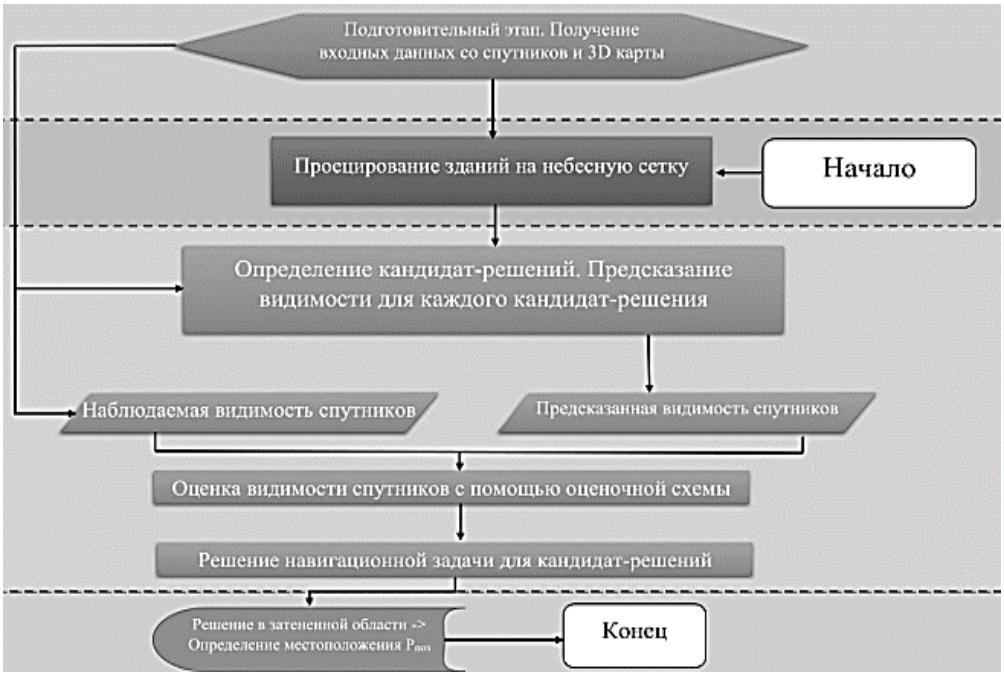


Рисунок 1. Алгоритм повышения точности позиционирования

Данный алгоритм работы в затененных условиях имеет две фазы – подготовительный и основной. На подготовительной фазе, формируются границы зданий на сетки местоположений. Граница зданий строится с перспективы положения ГНСС пользователя, край здания определяется для каждого азимута (от 0 до 360 °) в виде серии углов. Для каждого здания хранится так же атрибут высоты над уровнем моря. Результат этого этапа показывает, где расположены края зданий в пределах небесной координатной сетки. Как только определена граница относительно небесной координатной сетки, она может быть сохранена и легко повторно использована в основной фазе для предсказания видимости спутника простым сравнением высоты спутника с высотой здания в том же азимуте.

На втором шаге основной фазы поиска решения определяется область, в которой находятся вероятные решения местоположения в затененной области. Область поиска определяется на основе первоначального положения, генерируемого на первом шаге определения координат на ЛПВ спутниках. Простейшей реализацией является фиксированная окружность с центром в известной координате, однако здесь могут применяться и более совершенные алгоритмы позиционирования.

Например, если исходное положение генерируется с использованием обычного решения ГНСС, геометрия сигнала, и, следовательно, точность позиционирования, будет намного лучше вдоль направления улицы, чем через улицу. Связано это с влиянием городского ландшафта на геометрию распространения сигнала. Сигналы идущие перпендикулярно улице имеют больше шансов быть заблокированными, чем сигналы, идущие вдоль улицы. Традиционное решение ГНСС имеет меньшую точность перпендикулярно улице и более высокую точность вдоль улицы, таким образом можно дополнить алгоритм поиска в затененной области.

Таким образом, решение, принятое о местоположении вдоль улицы, генерирует более точную область поиска затененного решения местоположения, чем может предоставить решение, найденное при движении перпендикулярно улице. Расширенный алгоритм поиска решения в затененной области сильно зависим от начальных условий определения местоположения.

Результатом данного этапа является сетка, в узлах которой находится вероятное местоположение пользователя, с определённым шагом, который в конечном счете определяет точность решения НЗ. Величина шага ограничивается аппаратной чувствительностью приемника навигационных сигналов и вычислительными затратами, на обработку каждого узла сетки требуется определенное машинное время.

На третьем шаге осуществляется сравнение высоты спутника с высотой зданий в том же азимуте. Спутник будет виден, если он находится над границей определенного известного здания. На этом этапе предсказывается конфигурация видимых и невидимых спутников для каждого узла сетки, определенной на предыдущем этапе.

Уже на четвертом шаге, оценивается сходство между прогнозируемой видимостью и фактически наблюдаемой. Кандидат позиция (узел сетки) с лучшим совпадением видимости спутников будет взвешиваться выше в решении при затененной задаче. Существуют два этапа вычисления оценки для кандидата позиции. Первый, определение по оценочным схемам о наблюдаемом угле. Второй, функция оценки выдает положение между наблюдаемым сигналом и его оценкой.

К концу этого этапа, каждый кандидат положения должен иметь оценку, которая представляет серию углов, указывающих на видимость спутников. Таким образом, мы определяем вероятные конфигурации видимых и невидимых спутников для каждого узла сетки Последний шаг в решении затененный навигационной задачи определение положения с помощью полученных бальных оценок, путем сопоставления кандидатов с образцом, здесь производится поиск максимально совпадающих оценок реально наблюдаемых конфигураций видимых и невидимых спутников с предсказанными конфигурациями спутников.

В работе используется метод соседних k–решений для определения местоположения, путем усреднения максимальных значений в сетках позиционирования. При такой системе оценки, баллы принимают целые или полуцелые значения. Таким образом, несколько точек сетки обычно разделяются высоким баллом. Точки сетки с наивысшими баллами считаются ближайшими соседями. Для вычисления координат для L ближайших соседей используются формулы (2) и (3)

$$N = 1/L * \Sigma_{i=1}^{n} n_i \quad (2)$$

$$E = 1/L * \Sigma_{i=1}^{n} e_i, \quad (3)$$

где N,E – координаты приемника, n_iи e_iкоординаты точек сетки с наивысшей i оценкой позиции.

Кроме того, данный алгоритм предусматривает использование дополнительных источников о местоположении в своем применении, например, WI–FI позиционирование может учитываться при решении НЗ в затененном решении.

3. Результаты работы алгоритма повышения точности позиционирования

Работа данного алгоритма была проверена в условиях 9–этажного микрорайона «Сомбатхей» (г. Йошкар–Ола). Обработка данных, поступающих на мультисистемный приемник GPS/ГЛОНАСС сообщений GEOS–3 КБ «Геостар–Навигация», производилась на одноплатном компьютере CubieBoard с 1GHz ARMv7 процессором с последующим выводом информации с помощью Google Earth (рисунки 2 и 3).

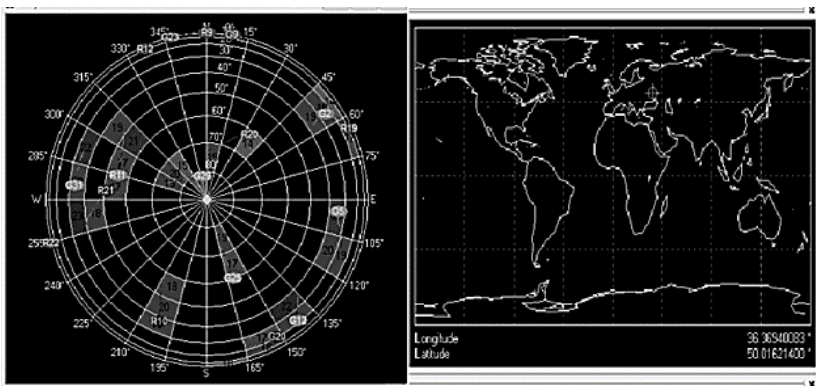


Рисунок 2. Местонахождение спутников на небесной сетке

Исследование проводилось при движении на автомашине. Большая часть отклонений от траектории наблюдается в условиях, когда часть небосклона скрыта зданиями. Кроме того, видны два места, где решение навигационной задачи выполнялось без спутников с прямой линии видимости.

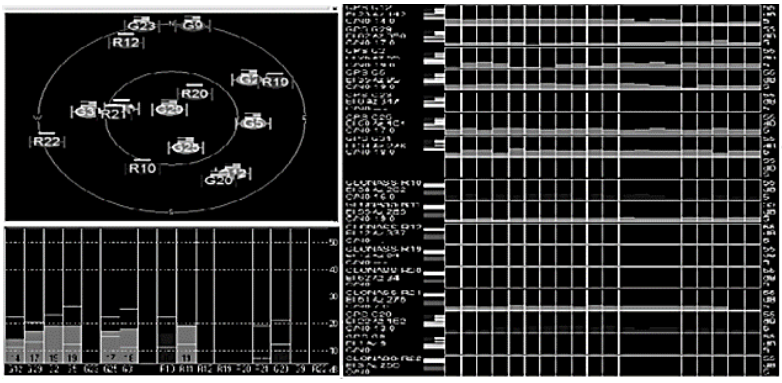


Рисунок. 3. Видимость спутников во время эксперимента

Результат проведения эксперимента представлен на рисунке 4. Темным цветом отображена погрешность без работы алгоритма, светлым с ним.

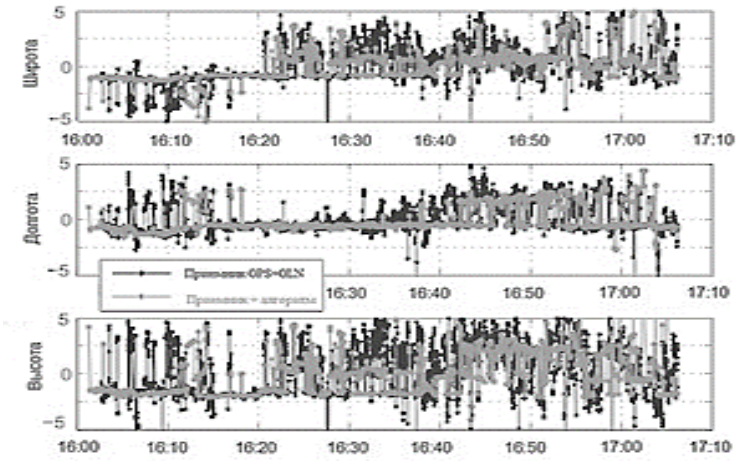


Рисунок. 4. Результаты работы алгоритма

В результате работы мы получили успешное решение навигационной задачи в условиях городской застройки в затененных районах навигации с максимальным отклонением от истинного местоположения в 2,5 метра с вероятностью 89%, исходя из статистической обработки данных эксперимента.

Заключение

Таким образом, в работе рассмотрены методы позиционирования объектов с помощью сигналов глобальных навигационных спутниковых систем; предложено решение задачи повышения точности местоопределения в условиях плотной городской застройки с помощью 3D карты; предложен алгоритм, который использует 3D карту местности для определения видимости спутников в каждой точке решения навигационной задачи; при поиске решения учитываются сигналы, обусловленные многолучевостью и сигналы, которые проходят сквозь здания. Показаны результаты работы алгоритма в условиях городской застройки при движении на автомашине.

Литература

1. Рябов И.В., Чернов Д.А. Применение процессора 1892ВМ10Я для повышения точности определения координат глобальной навигационной системы. // Вестник ПГТУ.2012,№1. – с.58–72
2. Пинана–Диаз С., Толедо Р., Бетаилле, Д, Обнаружение и исключение многолучевых сигналов спутников GPS с использованием дополнительных карт//In Proceedings of IEEE ITSC 2011: The 14th IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems.– Вашингтон , 2011.– с 276–289.
3. Бен–Моше Б., Повышение точности ГНСС с помощью скоростных переключений “теневых” сеток. // IEEE Устройства для интеллектуальных транспортных систем. 2014, №1.– с.1113–1122

4. Рябов И.В., Толмачев С.В., Чернов Д.А. Выделение значимой информации из слабых сигналов навигационных систем для алгоритмов повышения точности // Радиолокация, навигация, связь (RLNC–2014). – Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ», 2014. – с. 476–480

METHOD OF INCREASING THE ACCURACY OF POSITIONING OF MOBILE OBJECTS BY USING SIGNALS OF GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS

student Makarov A.E., professor Ryabov I.V.

FSEI HE «Volga State University of Technology»

Methods of increasing the accuracy of positioning of moving objects using signals from global satellite systems are considered. An algorithm is proposed for increasing accuracy using signals from global navigation satellite systems taking into account 3D terrain maps. The accounting of satellite signals due to multipath and signals that have passed through buildings is described. The authors present a way of operating navigation equipment with a strong attenuation of the navigation signal. Shows the results of the algorithm in an urban landscape.

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ПРИЕМА СИГНАЛОВ SDR ДЕМОДУЛЯТОРОМ ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ АЛГОРИТОМОВ УПРАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРАМИ ПОДСИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

Цимбал В.А., Шишманов С.Н., Мокринский Д.В.,Тоискин В.Е.

Филиал Военной академии Ракетных войск Стратегического назначения имени Петра Великого.

Для подсистемы фазовой синхронизации построенной на основе цифрового контура фазовой автоподстройки частоты и адаптивного эквалайзера, реализованной в схеме цифрового демодулятора декаметрового радиоприемного комплекса показаны зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал шум при использовании различных алгоритмов управления параметрами подсистемы.

Ключевые слова: синхронизация; фазовая автоподстройка частоты; адаптивный эквалайзер, передаточная функция, вероятность битовой ошибки.

I. Математическая модель

В ходе проведенных исследований по обоснованию структуры подсистемы фазовой синхронизации для цифровых демодуляторов перспективного приемо-передающего комплекса декаметровой (ДКМВ) радиосвязи был предложен вариант [1,2], на основе цифрового контура фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и адаптивного эквалайзера (АЭ), включенного в контур цепи обратной связи (рисунок 1а). На основе использования математического аппарата z-преобразований и линеаризации модели (в приближении малых фазовых углов) (рисунок 1б), были получены передаточные функции (ПФ) исследуемой системы [3,4]

$$H_{ea1} = \frac{z-1}{z-1+K_1\left(\frac{z+\omega_0}{z-\omega_1}\right)G_1}, \quad (1)$$

$$H_{ea2} = \frac{(z-1)^2}{(z-1)^2+K_1\left(\frac{z+\omega_0}{z-\omega_1}\right)(G_1(z-1)+G_2 z)}, \quad (2)$$

и проведен анализ их устойчивости при воздействии типовых возмущений в канале связи:

$$H_{e1} = \left(\frac{\Delta\theta z}{z-1}\right);\ H_{e2} = \frac{\Omega T z}{(z-1)^2};\ H_{e3} = \frac{\Omega T^2 z(z+1)}{2(z-1)^3}, \quad (3\text{-}5)$$

где H_{ea1}, H_{ea2} - ПФ исследуемой системы с использованием петлевого фильтра первого и второго порядков; H_{e1}, H_{e2}, H_{e3} - ПФ типовых возмущений (θ - величина скачка фазы, ΩT - величина скачка частоты; ΩT^2 - величина скорости ухода частоты) [5]; ω_0, ω_1 - весовые коэффициенты АЭ;

$$K_1 = \sqrt{2P} K_d K_o \qquad (6)$$

где K_o - коэффициент усиления генератора управляемого напряжением (ГУН), K_d - коэффициент усиления фазового детектора, $2P$ - квадрат амплитуды принимаемого сигнала, G_1 - пропорциональный коэффициент усиления петлевого фильтра, G_2 - интегральный коэффициент усиления петлевого фильтра, $\phi(n)$ – входные отсчеты сигнала приема; $\psi(n)$ – сигнал на выходе ГУН.

На основе анализа ПФ (1-5) методами теории автоматического управления и цифровой обработки сигналов [6,7], было показано, что контур ФАПЧ с фильтром второго порядка и АЭ (2), при воздействии (3-5), является неустойчивым. При использовании в системе петлевого фильтра первого порядка (1), сохраняются качественные характеристики типового ФАПЧ (астатизм первого порядка) [8,9,10], изменяется лишь динамика переходного процесса, что не вносит существенного вклада в установившийся режим.

Особенностью проведенного анализа ПФ является наличии ряда ограничений, а именно:

Ограничение 1. Математическая модель не учитывает влияния собственных фазовых шумов.

Ограничение 2. Математическая модель не учитывает типа модуляции (манипуляции) принимаемого сигнала.

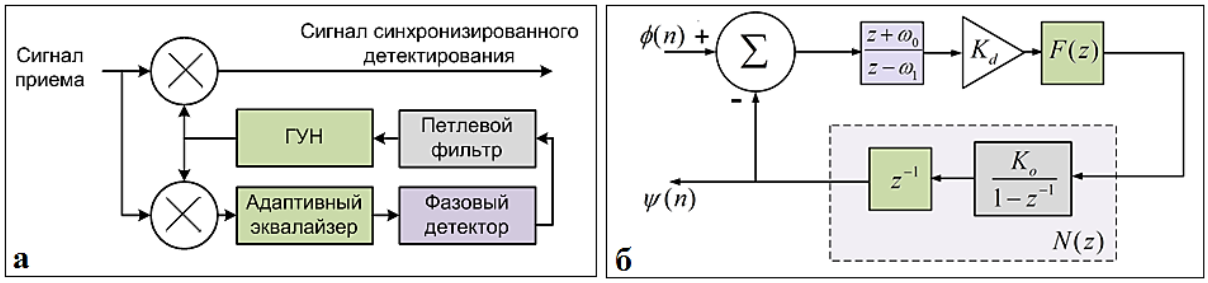


Рисунок 1. а) Упрощенная структурная схема подсистемы фазовой синхронизации, на основе ФАПЧ и АЭ;
б) линеаризованная модель подсистемы фазовой синхронизации на основе ФАПЧ и АЭ

Ограничение 3. Математическая модель не учитывает количественные характеристики АЭ.

Ограничение 4. Математическая модель не учитывает специфику используемого протокола передачи информации.

Наиболее значимой особенностью полученной системы (из-за наличия первого порядка астатизма) является необходимость компенсации остаточной фазовой ошибки [11], путем перестройки пропорционального коэффициента петлевого фильтра в зависимости от значения мгновенного ухода частоты в канале связи [5].

Существуют различные подходы к управлению параметрами подсистемы фазовой синхронизации, классическим является использование схем поиска частоты, с последующей перестройкой ГУН (*Stand*), (при значениях ухода частоты превышающих полосу захвата и удержания контура) [12], недостатком является наличие длительного переходного процесса, в ходе которого не обеспечивается качественное детектирование принимаемого сигнала и возникают неустранимые ошибки приема. В соответствии с этим, предлагаются алгоритмы реконфигурации подсистемы частотно-фазовой синхронизации, основанные на перестройке пропорционального коэффициента усиления петлевого фильтра, а именно:

1). на основе поиска значения мгновенного ухода частоты, с использованием набора блоков согласованных фильтров, каждый из которых согласуется с ожидаемым сигналом с определенным сдвигом частоты несущей [13,14] (М-1), при этом снижение неопределённости по частоте ограничена количеством согласованных фильтров в системе (n);

2). на основе статистической обработки сигнала обучающей последовательности АЭ [15,16] (М-2), путем расчета мгновенного значения ухода частоты – путем сравнения разности фаз априорно известных отсчетов обучающих последовательностей АЭ пришедших из канала связи и сгенерированных на приемной стороне.

II. Имитационная модель

Для реализации алгоритмов (*Stand, M-1, M-2*), а также для ухода от обозначенных ограничений на

основе линеаризованной модели контура (1), была построена имитационная модель в среде визуально-ориентированного программирования Simulink (пакет MatLab) (рисунок 2) [17,18]. Основными структурными элементами модели являются: ЛС – линия связи; ГОП-2 – генератор обучающей последовательности АЭ на приемной стороне; БРФО - блок расчета ошибки фазы; ФД – фазовый детектор; ПФ – петлевой фильтр; ГЧПУ – генератор с числовым программным управлением.

Рассматриваемая имитационная модель учитывает следующие параметры системы: протокол ДКМВ связи HDL с заданными форматами пакетов $Fr = \{fr_k, fr_k\}$; параметры подсистемы адаптивной фильтрации: $F_a(F_{a_type}, F_{a_n}, F_{a_m})$, где F_{a_type} - тип алгоритма адаптивной фильтрации; F_{a_n}, F_{a_m} - определяют порядок адаптивного эквалайзера (АЭ) (количество прямых и обратных ветвей); параметры подсистемы частотно-фазовой синхронизации: $F_{PLL} = \{K_d, F_{PLL_Filt}, F_{PLL_NCO}\}$, F_{PLL_Filt} - определяет параметры петлевого фильтра: F_{PLL_NCO} - определяет параметры генератора управляемого напряжением; F_m - тип модуляции (манипуляции) сигналов; $F_C = \{F_{C_AWGN}, F_{C_Fad}, F_{C_D}\}$ - тип канала связи: где F_{C_AWGN} - параметры аддитивной помехи, а именно значения отношения сигнал-шум на входе демодулятора; F_{C_Fad} - параметры мультипликативной помехи, определяемые: $F_{C_Fad} = \{F_{C_Fad_type}, I, W_{ci}, T_{ic}\} i = \overline{1,I}$, где $F_{C_Fad_type}$ - тип замираний; I - количество лучей распространения; W_{ci} - мощность задержанного луча относительно основного; T_{ci} - задержка луча относительно основного; F_{C_D} - параметры доплеровского ухода частоты, определяемые $F_{C_D} = \{\Omega T, \Omega^2 T, f_з\}$, где ΩT - величина скачка частоты; $\Omega^2 T$ - величина скорости ухода частоты; $f_з$ - максимальный уход частоты; частота дискретизации принимаемого сигнала f_D.

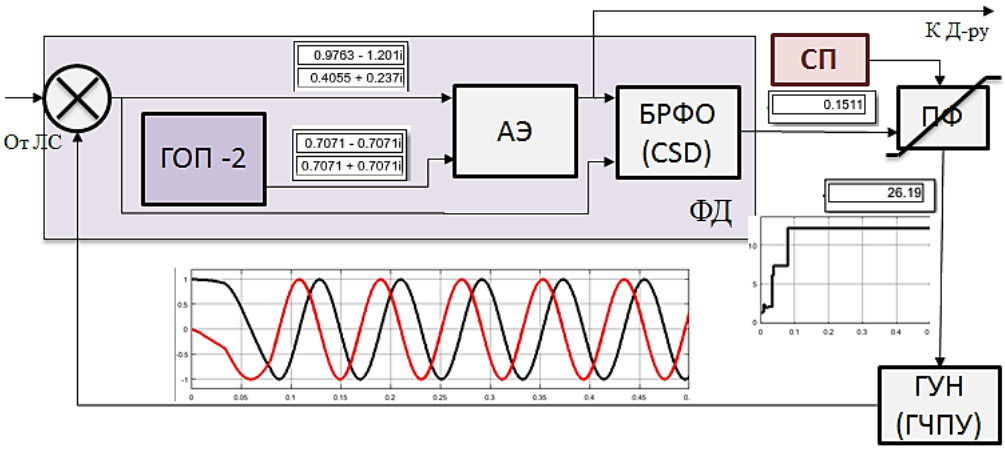


Рисунок 2. Упрощенная схема имитационной модели подсистемы синхронизации

При этом вышеописанная имитационная модель функционирует при следующих допущениях:
Допущение 1. Подсистема функционирует при идеальной начальной синхронизации
Допущение 2. Подсистема функционирует при идеальной временной (тактовой синхронизации).
Допущение 3. ГОП на передающей и приемных сторонах - синхронизированы по времени.

III. Результаты моделирования

На рисунке 3, показаны результаты имитационного моделирования при следующих начальных условиях: структура пакета передачи информации (информационная последовательность fr_n=20 бит, обучающая последовательность для АЭ fr_k=20 бит); F_{a_type} - RLS (рекуррентное вычисление весовых коэффициентов по критерию минимума суммы квадратов сигнала ошибки); F_{a_n}=20; F_{a_m}=20; K_d = 1; G_1 - *регулируемый параметр*; G_2 = 0; F_{PLL_NCO} = {K_{NCO} = 1}; F_m: QPSK; T = 20 (c) – время моделирования.

Характеристики канала связи – вариант 1: I = 1, F_{C_AWGN} - (1-30) (дБ); $F_{C_Fad_type}$ - амплитудно-фазовое распределение пришедшего луча по закону Релея; параметры возмущения: $f_з$ = 72 (Гц), $\Omega^2 T$ – 4.4(Гц/с).

Вариант 2: I = 2, F_{C_AWGN} - (1-30) (дБ); W_{c2}= -3 (дБ); T_{c2}= 0,003 (с); $F_{C_Fad_type}$ - амплитудно-фазовое распределение пришедшего луча по закону Релея; параметры возмущения: $f_з$ = 72 (Гц), $\Omega^2 T$ – 4.4(Гц/с).

На основании результатов моделирования можно сделать следующие выводы:

Для варианта 1 - при наличии аддитивной и мультипликативной помехи (с учетом одного луча распространения), при малых отношениях сигнал/шум (ОСШ < 5 (дБ)) существенными преимуществами

обладает методика на основе системы согласованных по частоте фильтров (*М-1*) (при учете, что $n > 4$), по сравнению с М-1, выигрыш может составлять до 10%, по сравнению с *Stand* выигрыш может составлять до 5%. При ОСШ >5 (дБ) результаты при использовании *М-1* с $n > 4$ и *М-3* – практически идентичные, при этом по сравнению с *Stand* выигрыш может составлять до 20%.Таким образом, учитывая специфику ДКМВ радиоканала, а именно, низкие значения коэффициента готовности (надежности) при ОСШ < 10 (дБ) [19] (как следствие возможности корректного функционирования с вероятностями битовой ошибки порядка, не менее чем 10^{-2}), также учитывая, что *М-2* существенно менее требовательна к вычислительным ресурсам цифровых сигнальных процессоров (из за отсутствия системы цифровых согласованных фильтров), по сравнению с *М-1*, обоснованным, для данного канала связи, является использование методики на основе статистической обработки сигнала обучающей последовательности АЭ.

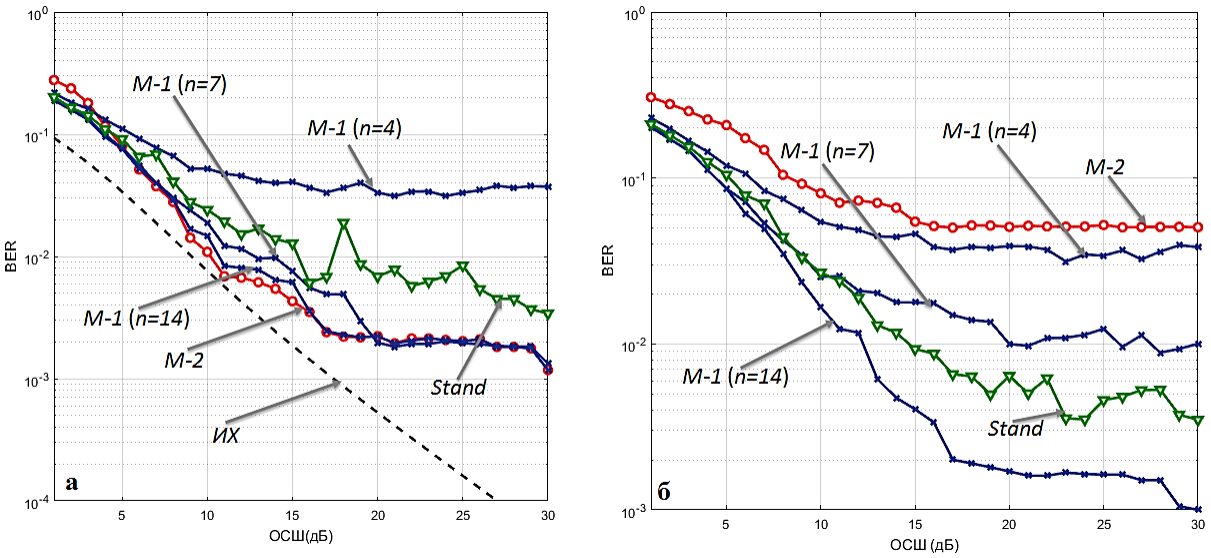


Рисунок 3. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум для первого (а) и второго (б) вариантов конфигурации помех в канале связи.

Для варианта 2 - при наличии аддитивной и мультипликативной помехи (с учетом двух лучей распространения), существенными преимуществами обладает методика на основе системы согласованных по частоте фильтров (*М-1*) (при учете, что $n > 4$), по сравнению с *М-2*, выигрыш может составлять до 14%, по сравнению с *Stand* выигрыш составляет до 35%.

Таким образом, *М-1* целесообразно использовать для высокопроизводительных систем, при наличии сложных условий распространения с несколькими замирающими копиями радиосигнала. *М-2* целесообразно использовать для низкопроизводительных систем, при незначительной относительной мощности задержанных копий радиосигнала, либо при низких требованиях по помехоустойчивости к системе связи.

Литература

1. Модель подсистемы частотно-фазовой синхронизации на основе контура цифровой фазовой автоподстройки частоты и адаптивного эквалайзера / Цимбал В. А., Мокринский Д. В., Штефан В.И./ Теория и техника радиосвязи. 2019. № 4. С. 108-115.
2. Варианты реализации схем частотно-фазовой синхронизации в условиях многолучевого распространения сигнала. / В. А. Цимбал, Д. В. Мокринский, А. А. Парфентьев //Труды XXV международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» / ФГБОУ «Воронежский государственный университет», АО «Концерн «Созвездие» - Воронеж, 2019 – Т. 2 – С. 212-218.
3. Реакция контура цифровой фазовой автоподстройки частоты на типовые возмущения / Мокринский Д.В. / Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова, 2-я Всероссийская конференция «Современные технологии обработки сигналов» Доклады конференции. – Москва: ООО «Брис-М», 2019. – С. 41-44.
4. Исследование отклика системы цифровой фазовой автоподстройки частоты второго порядка на типовые возмущения / Мокринский Д.В. / //Сборник докладов XX Всероссийской научно-практической конференции «Проблемы развития и применения средств противовоздушной обороны на современном этапе. Средства противовоздушной обороны России и других стран мира, сравнительный анализ (11

октября 2019 г.)» Секции 1-8. – Материалы конференции – Ярославль: Ярославское Высшее военное училище противовоздушной обороны, 2019. – С. 263-269.
5. Stephens R. Phase-Locked Loops for Wireless Communications. Digital, Analog, and Optical Implementations. Second Edition. New York: Kluwer Academic Publishers, 2002. 434 p.
6. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. Второе издание. М.: Бином, 2006. 652 с.
7. Kudrewicz J, Wasowicz S. Equations of Phase-locked loops. London:Word Scientific Publishing Co.Pte.Ltd., 2007. 235 p.
8. Шахгильдян В.В., Ляховский А.А. Фазовая автоподстройка частоты. М.: Связь, 1966. 336 с.
9. Gardner F.M. Phaselock Techniques, Second Edition. New York: John Wiley and Sons, 1979.189 p.
10. Shayan Y. R., Le-Ngoc T. All Digital Phase-locked loop: concepts, design and application // IEEE Proc. 1989. № 136(1). P. 25-36.
11. Артеменко А. А., Мальцев А. А., Рубцов А. Е. Влияние неточности оценивания фазы несущей на вероятность битовых ошибок в М-КАМ системах передачи данных. // Радиофизика. 2007. №2. С.81-87.
12. Пашинцев В.П. Принципы построения трактов радиоприёмников систем военной связи. М.: МО РФ, 1998. 259 с.
13. Проксис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
14. Исследование системы частотно-фазовой синхронизации на базе адаптивного RLS эквалайзера и программно-реализованного контура ФАПЧ при наличии стационарного частотного сдвига в канале связи / С. Н. Шиманов, Д. В. Мокринский, С. А. Бекренев // Международная конференция «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (REDS-2019); Сб. докладов / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон, и связи им. А.С. Попова. – М.: ООО «БРИС-М», 2019. – С. 206–210.
15. Феер Д. К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. М.: Радио и связь, 2000. 520 с.
16. Исследование компенсационных характеристик адаптивного RlS эквалайзера при работе с каналами связи с постоянным частотным сдвигом / В.Е. Тоискин, Д.В. Мокринский, В.А. Кукреш // Сборник трудов участников I Межведомственной научно-практической конференции «Телекоммуникации и кибербезопасность: специальные системы и технологии» Под редакцией заслуженного деятеля науки РФ, почетного радиста РФ, доктора технических наук, профессора В.А. Цимбала и почетного работника науки и техники РФ, доктора технических наук, профессора С.В. Смурова. – Серпухов: МОУ «ИИФ», 2019. Том 2. – С. 219–222. – ISBN: 978-5-904773-21-2
17. Щербаков В.С., Руппель А.А., Глушец В.А. Основы моделирования систем автоматического регулирования и электротехнических систем в среде Matlab и Simulink. Омск: СибАДИ, 2003.160 с.
18. Giordano A.A. Levesque A.H. Modeling of Digital Communication System Using Simulink. NewJersey: Hoboken, 2015. 404 p.
19. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.

ASSESSMENT QUALITY OF RECEPTION OF SDR SIGNALS BY DEMODULATOR FOR VARIOUS ALGORITHMS FOR CONTROL OF PARAMETERS OF THE PHASE SYNCHRONIZATION SUBSYSTEM

V.A. Tsimbal, S.N. Shimanov, D.V. Mokrinsky, V.E. Toiskin

Branch of the Military Academy of the Rocket Forces of the Strategic Designation
named after Peter the Great

For the phase synchronization subsystem constructed on the basis of a digital phase-locked loop and an adaptive equalizer implemented in the digital demodulator circuit of a decameter radio reception complex, the dependences of the probability of bit error on the signal-to-noise ratio are shown using various subsystem parameter control algorithms.

Key words: synchronization; phase locked loop; adaptive equalizer, transfer function, bit error probability

АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ ПО ПЕРВИЧНОЙ ОБРАБОТКИ НОВЫМ ПОСАДОЧНЫМ РАДИОЛОКАТОРОМ

асп. Нгуен Ван Кхыонг

Московский физико-технический институт (государственный университет)

В работе приведен алгоритм первичной оьработки сигнала, отраженного от разных видов метеообразований в зоне ответственности посадочного радиолокатора (ПРЛ). Приводятся краткий анализ результатов обработки и проведения эксперимента ПРЛ на полигоне. Делается вывод о возможности использования радиолокатора для обнаружения метеообразований.

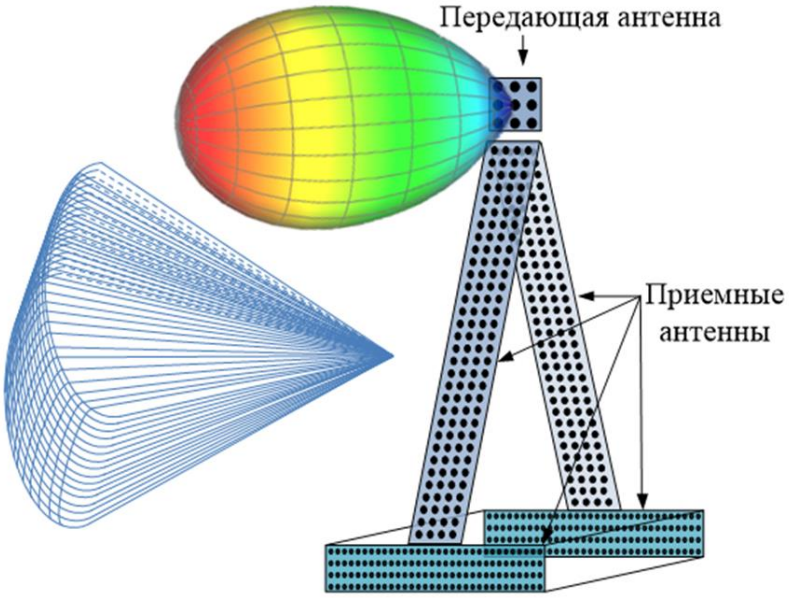
Ключевые слова: метеообразований, посадочный радиолокатор, карта помех, пороговая обработка.

1. Введение

Одной из важных задач обеспечения безопасности посадки полетов современной метеорадиолокации является обнаружения и распознавания разнообразных метеообразований, особенно опасных явлений погоды. Радиолокационные методы исследования облаков и осадков основаны на обработки радиолокационного сигнала, отраженного и рассеянного частицами облаков и осадков. Как известно, процесс первичной обработки метеорадиолокационной информации заключается в обнаружении отраженного сигнала от метеообразований, измерении ее координат с соответствующими вероятностью и сосдает картины о воздушной обстановке. Поэтому рассмотрение сущности первичной обработки радиолокационной информации является весьма актуальным.

2. Первичная обработка сигнала

В посадочном радиолокатре (ПРЛ) используется передающий модуль с антенной, который облучает всю зону ответственности ПРЛ в режиме постоянного излучения. Для приёма используются две цифровых фазированные антенные решётки ФАР (для измерения углов глиссады и курса), каждая из которых имеет набор плоских диаграмм направленности (ДН) (набор луч). Таким образом каждая цель облучается передатчиком непрерывно, а две приёмные ФАР (каждая из которых имеет одновременно весь набор плоских ДН производят угловые измерения курса и глиссады. Взаимное расположение ДН передающей и приёмных антенн представлено на рисунке 1 .



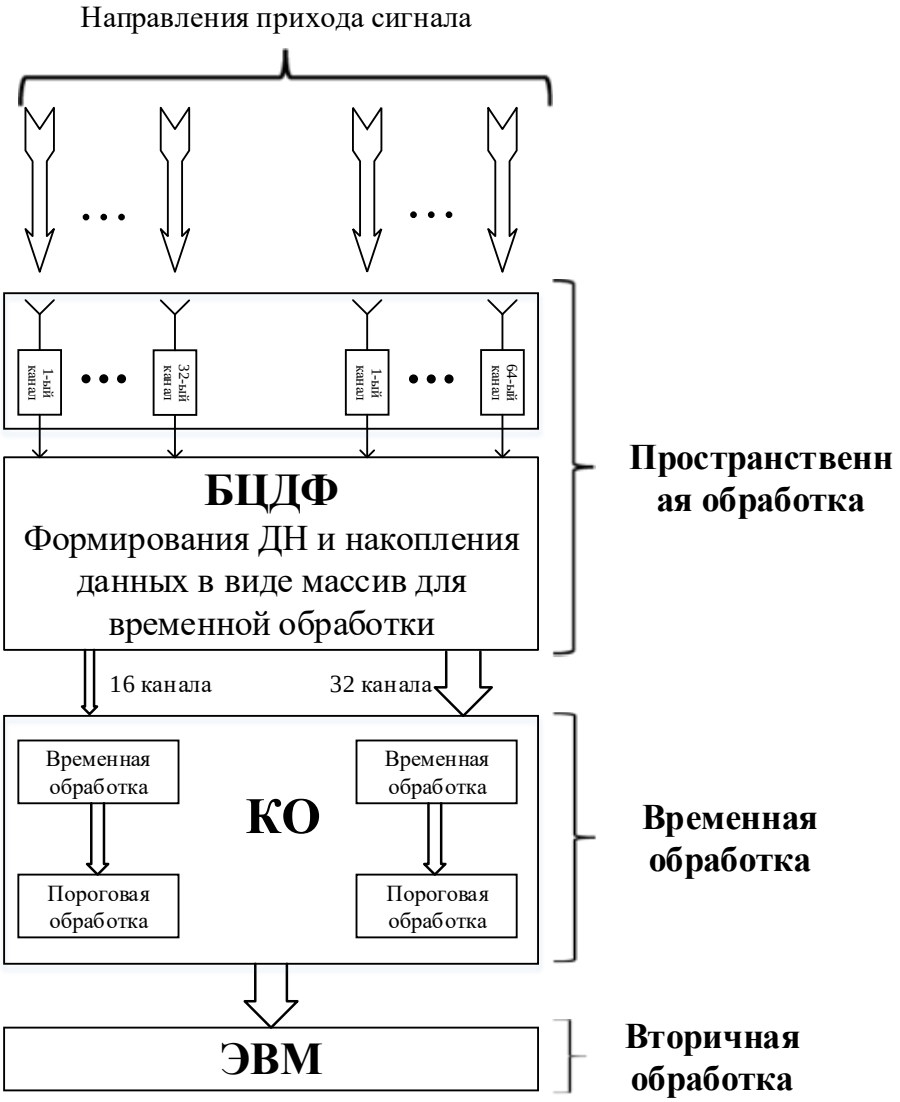
Рисунка 1. Расположение ДН передающих и приемной антенн

Процесс первичной обработки сигнала, отраженого от метеообразований заключается в получении информации о наличии/отсутствии целей в зоне ответственности идентично по курсу и глиссадке. Общая структура всей первичной обработки по курсу на двух этапах и приведена на рисунке 2.

Первый этап - Пространственная обработка сигнала.

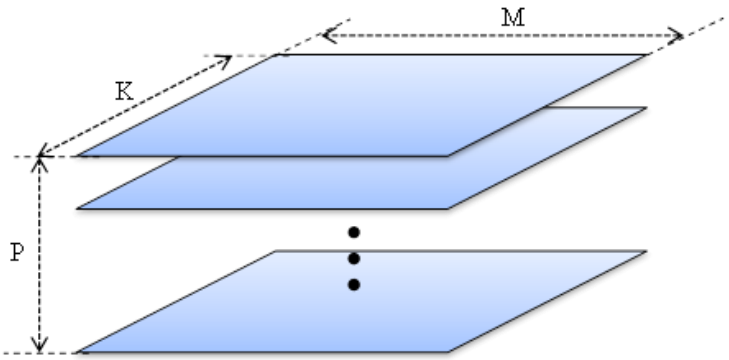
На данном этапе выполняется формирование цифрового диаграмма направленности фазированных антенных решеток. Обработки сигнала представляется собой линейным синтезом диаграммы направленности по методу быстрого преобразования Фурье на всех каналах.

От антенного поста на спецвычислитель ЦОС поступает поток данных с 96 антенных модулей с частотой дискретизации $F_D = 2$ MHz. Выполнение пространственной обработки сигнала заключается в цифровом формировании веерной диаграммы направленности, закрывающей всю зону ответственности ПРЛ в течение одного временного дискрета (T_D=,5 мкс.).



Рисунка 2. Основные этапы обработки информации

На выходе блока пространственной обработки формируется массив данных, соответствующих амплитуде принятого с определенного направления отраженного сигнала от метеообразования. Размерность этих массивов - [K][P][M]=77x32x1625, где K - число периодов развертки ЛЧМ-сигнала: P = 32 - количество пространственных направлений; M - количество временных отсчетов за время развертки одной пилы ЛЧМ (1625 для первого типа ЛЧМ-сигнала).



Рисунка 3. Трехмерная массива данных.

Второй этап - Временная обработка сигнала.

После пространственной обработки, выполняемой в ФРЛ на аппаратном уровне, происходит накопление информации для выполнения временной обработки сигнала. Временные отсчеты сигнала копятся по принципу FIFO «первым пришёл -первым ушёл». Размер буфера FIFO одинаков для каждого из рассматриваемых направлений прихода эхо-сигнала.

Алгоритм выполнения цифровой обработки сигнала в одном пространственном направлении заключается в выполнении двух циклов БПФ:

- БПФ по доплеру (на D=128 точек) для всех временных отчетов M=1625.
- БПФ по дальности (H=1024) для всех отсчетов доплера, полученных в результате выполнения первого цикла БПФ;

Результатом выполнения данного шага алгоритма являются, по аналогии с входными данными, две пары трехмерных массивов данных (для действительной и мнимой частей). Размерность каждого полученного массива – [128]x[32]x[1024] точек.

Создание карты помех

Для каждого пространственного направления (луча ДН) формируется карта помех. Ее формирование происходит в процессе накопления квадратов действительной и мнимой частей результатов БПФ, полученных после реализации как второй этап временной обработки сигнала .

Алгоритм формирования карты помех для одного канала следующий:

- Перед включением передатчика в одной любой секунде работы программы массивы данных, содержащие карту помех, представляют собой просто квадраты результатов двух циклов БПФ. Эта карта помех X_0 сохранять в пямять.
- На выходе данного шага алгоритма должны быть сформированы два трехмерных массива размерностью [*128*]x[*32*]x[*1048*].

Выполнение пороговой обработки

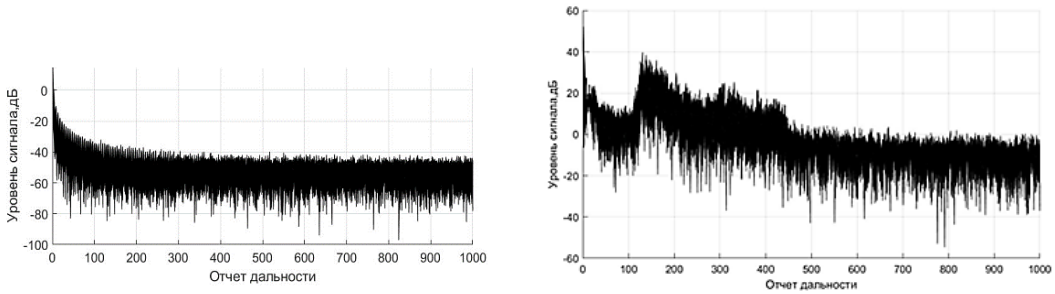
Для результатов выполнения двух циклов БПФ по каждому из направлений ДН (в количестве 32 шт.) определяются те точки в координатах «доплер-дальность», для которых сумма квадратов результатов обработки превышается соответствующее значение карты помех не менее, чем на 20 дБ по курсу и по глиисаке.

Иными словами, по каждому из рассматриваемых направлений для всей плоскости «дальность-доплер» в качестве потенциально возможной цели определяются те точки, для которых

$$\frac{P_{ij}^{\mathrm{X}}}{P_{ij}^{N}} \geq 10^{1.3} \approx 20,$$

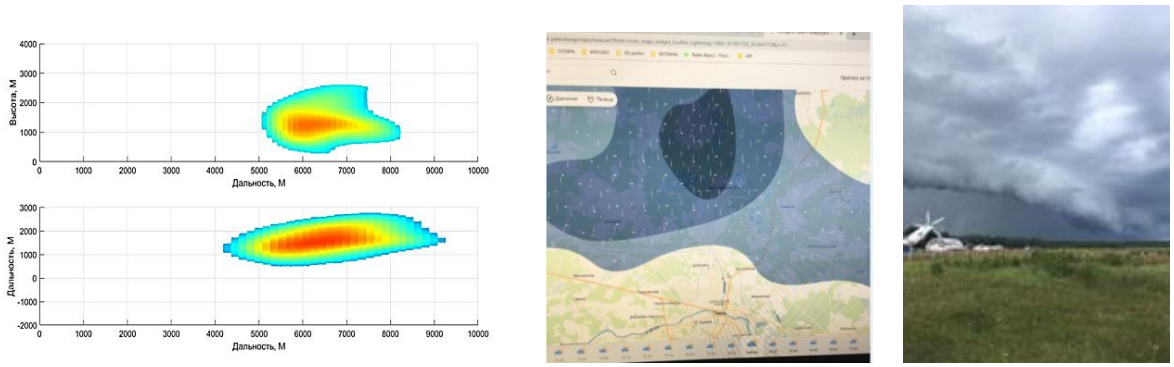
где $P_{ij}^{\mathrm{X}} = \left(\mathbf{X}_{ij}^{re}\right)^2 + \left(\mathbf{X}_{ij}^{im}\right)^2$, $P_{ij}^{\mathrm{N}} = \left(\mathbf{N}_{ij}^{re}\right)^2 + \left(\mathbf{N}_{ij}^{im}\right)^2 = N_re_{ij}^2 + N_im_{ij}^2$, i – координаты точки по оси дальности (i = 1…1024), j – координаты точки по оси доплера (j = 1…128). Индексация по оси дальности начинается с середины полного диапазона вследствие того эффекта.

На рисунках 4а и 4б представлены результаты первичной обработки принимаемых сигналов а матлабе. На рисунке 4а представлены уровень принимаемого сигнала при отсутствии метеообразования в Тверской области 10 июля 2019 года. А на рисунке 4б при наличие дождевого облака в зоне ответственности ПРЛ, видно уровень отраженныого сигнала был настолько велик, примерно от 10дБ до 25дБ больше уровня сигнала на рис. 4а без облаков, что позволяло обнаружить метеоцели даже без использования порога.



а) б)

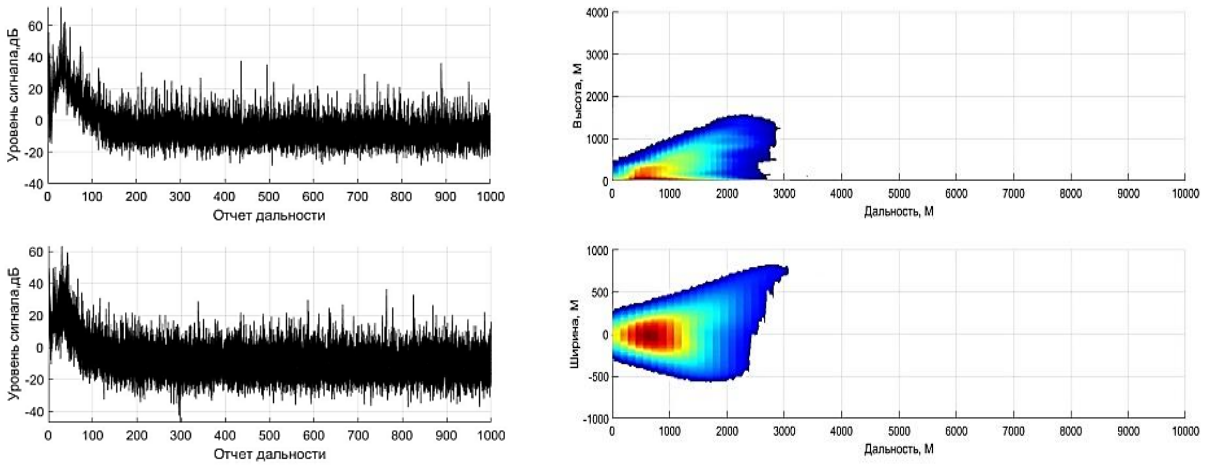
Рисунка 4. Уровень принимаемого сигнала при отсуствии облака (а), уровень принимаемого сигнала при наличии облака в 16:00 (б)



а) б) в)

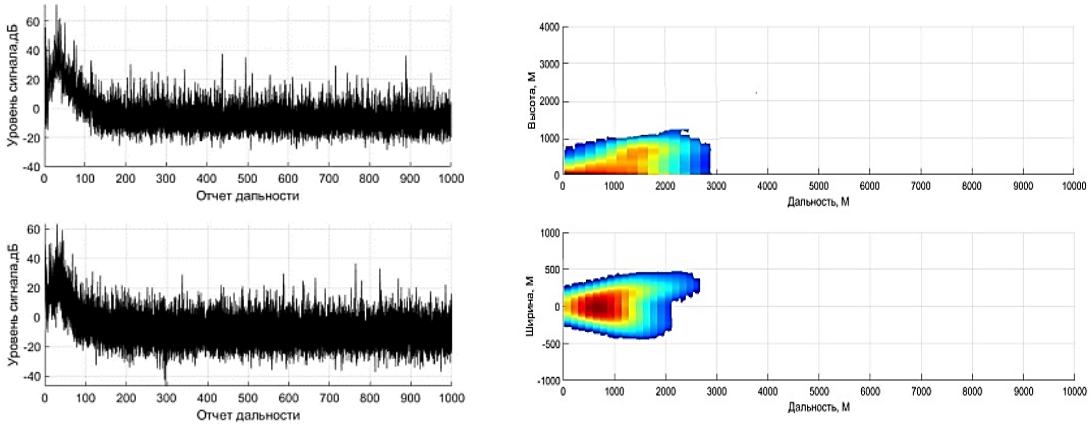
Рисунка 5. Результат обработки принимаемого сигнала от дождевого облака (а), Яндекс карта осадки в Тверской области (б) и фото облака в 16:00 (в)

В качестве испытания на рисунках 6 и 7 представлены результаты первичной обработки принимаемых сигналов а матлабе на на полигоне (на базе аэродрома Змеёво в г.Тверь) 4-го и 6-го февраля 2020 года были проведены натурные испытания и проверка способности обнаружения снегов посадочным радиолокатором. Обработка сигнальных данных проводилась в нереальном масштабе времени.



а) б)

Рисунка 6. Уровень принимаемого сигнала при наличии снега (а), результат обработки принимаемого сигнала от снега в 16:00 часов четвертого февраля 2020 года (б).



а) б)

Рисунка 7. Уровень принимаемого сигнала при наличии снега (а), результат обработки принимаемого сигнала от снега в 13:00 часов шестого февраля 2020 года (б).

На рисунках 6б и 7б представлены график отраженного сигнала от снегов в 16:00 часов 4-го февраля и в 13:00 часов 6-го февраля 2020 года в Тверской области на ПРЛ. На рисунке отображается метеообстановка в декатных координатах «высота-дальность» и «ширина-дальность» относительно места положения локатора с разными цветовыми кодировками.

Очевидно, что данные от ПРЛ дополняют картину распределения облачности, полученную по станционным наблюдениям, и дают информацию об облачности по территории.

Результаты экспериментальных исследований сводятся к следующим выводам:

- Данный ПРЛ может обнаружать облака с осадками в зоне ответственности локатора на удалении до 40км;
- Карта распределения осадков по ПРЛ соответствует карте, полученной в Яндексе, и фактическим фото облаков в зоне ответственности радиолокатора.

3. Заключение

Таким образом, полученные экспериментальные данные могут быть использованы в качестве исходных для оценки способности обнаружения метеологических явлений на аэродроме. Данный посадочный радиолокаторы, помимо непосредственной задачи контроля глиссады заходящего на посадку самолета, позволяет получать информацию о метеообразованиях в зоне ответственности радиолокатора.

Литература

1. В. Д. Степаненко. Радилокация в метеорологии, 1966.-350 с.
2. Довиак Р., Зрнич Д. Доплеровские радиолокаторы и метеорологические на-блюдения. – Л.: Гидрометеоиздат, 1988. – 512 с

THE ALGORITHM FOR DETECTING METEOROLOGICAL CONDITIONS OF PRIMARY PROCESSING BY A NEW LANDING RADAR

Graduate student Nguyen Van Khuong

Moscow Institute of Physics and Technology (National Research University)

The paper presents an algorithm of the primary processing of the signal reflected from different types of meteorological events in the zone of responsibility of the new landing radar (PRL). A brief analysis of the results of processing and conducting the PRL experiment at the test site is given. It is concluded that radar can be used to detect weather patterns.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАЗЛИЧНЫХ МЕТОДОВ ГЕНЕРАЦИИ НОРМАЛЬНО РАСПРЕДЕЛЁННОЙ ВЕЛИЧИНЫ

студ. Осипов Г.А.
Российский Технологический Университет (МИРЭА)

В данной статье проведён сравнительный анализ различных методов генерации нормально распределённой величины с использованием микроконтроллера STM32H743ZI. Для оценки полученных результатов использовался пакет программ MATLAB, при помощи которого производилось чтение и анализ таких параметров как математическое ожидание, дисперсия, совпадение теоретического закона распределения с полученным. Была выполнена проверка следующих способов генерации нормально распределённой величины: метод на основе центральной предельной теоремы, метод на основе использования огибающей Рэлея и метод Бокса-Мюллера с поправкой. Результаты представлены в виде графиков и таблиц.
Ключевые слова: микроконтроллер, гауссово распределение, время выполнения программы, соответствие интегральному закону гауссова распределения.

Цель работы - выявление преимуществ и недостатков различных методов генерации нормально распределённой величины с учётом использованного оборудования, а также выявление и проверка способов оптимизации программ, использующихся для этих целей, по времени выполнения.

В качестве датчиков равномерно распределённой нормализованной величины использовались рекуррентный датчик и нормализованный вариант rand().

Рекуррентный датчик работает согласно формуле [1, 2]:

$$\text{СЛУ}(i) = \text{СЛУ}(i-1) * (\text{ПРОСТОЕЧИСЛО}) - INT(\text{СЛУ}(i-1) * (\text{ПРОСТОЕЧИСЛО}))$$

где INT – операция выделения целой части, СЛУ(k) – дробное число. Данный датчик использует свойство дробной части непрерывной дроби, значения которой равновероятно распределены от 0 до 1, что делает такой датчик простым, быстродействующим и эффективным [1, 2]. Для работы данного датчика необходимо задать начальное дробное значение. Из полученного числа выделяется дробная часть, которая используется в качестве дробного числа. Затем этот процесс рекуррентно повторяется много раз.

Алгоритм, используемый рекуррентным датчиком, не относится к т.н. конгруэнтным алгоритмам, т.к. последовательность, генерируемая данным датчиком, не имеет постоянного периода, т.е. для первых n членов последовательности период можно выделить, а для большего количество членов последовательности выделение периода крайне затруднительно. Число n может принимать различные целые значения, которые зависят от используемого простого числа и начального значения. В качестве начального значения рекуррентного датчика использовалось значение 0,27, а в качестве простого числа использовалось число 43. Для таких начальных условий число n=4, что отражают результаты моделирования, приведённые на рисунке 1 (по оси абсцисс отложен номер члена последовательности, по оси ординат – значение члена последовательности).

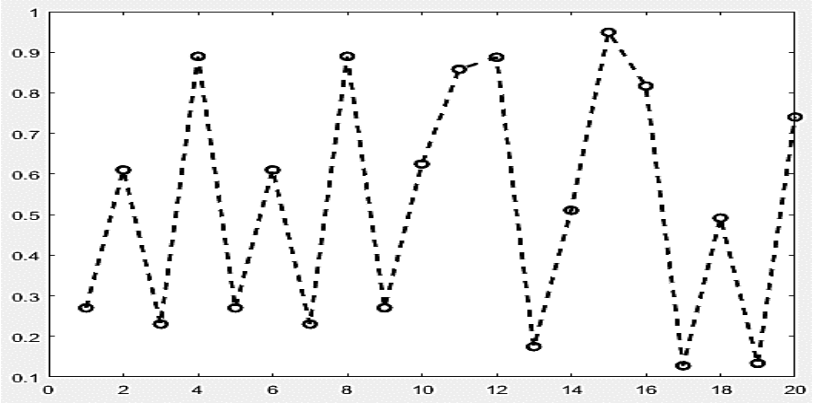


Рисунок 1

В языке C в библиотеке stdlib содержится функция rand, которая возвращает целое число, модуль которого не превышает величины RAND_MAX. Если разделить значение, возвращаемое функцией rand на RAND_MAX, получится датчик псевдослучайной величины, который не обладает хорошим быстродействием, но обладает стабильно хорошим качеством генерации. Датчик имеет равномерное распределение. Также важно отметить, что данный датчик использует линейно-конгруэнтный метод.

Генерация нормально распределённой величины производилась тремя способами:

1) На основе ЦПТ
2) Способом на основе распределения Рэлея
3) Способом на основе метода Бокса-Мюллера с поправкой

Производились следующие измерения оценки качества генерации: математическое ожидание (в MATLAB и при генерации), дисперсия (в MATLAB и при генерации), интегральный закон распределения (в MATLAB).
Используемый микроконтроллер: STM32H743ZI[3]. Установлен на отладочной плате NUCLEO-H743ZI2. Технические характеристики приведены в таблице 1.

Таблица 1

Микроконтроллер	STM32H743ZIT6U
Архитектура ядра	ARM Cortex-M7 + FPU
Тактовая частота, МГЦ	480
Объём ОЗУ	1 МБ
Объём I-кэша	16 кБ
Объём D-кэша	16 кБ
Объём ПЗУ	2 Мб
Внешнее питание	1,7…3,6 В

МК посредством USART3 (USART, подключённый к встроенному программатору ST-LINK V3/E, что позволяет использовать только microUSB-USB кабель для соединения с ПЭВМ) по запросу с ПЭВМ начинает отправку данных на ПЭВМ. Вычислении дисперсии и математического ожидания выполняется на микроконтроллере, отправка данных производится после анализа каждой выборки. Размер выборки: 100 000 чисел, расчёт выполнялся для 100 выборок.
На графиках звёздочками показано теоретическое значение вероятности, кружочками – значение, полученное в ходе измерений.
Микроконтроллер установлен на отладочной плате серии Nucleo-144, также на этой плате установлен программатор ST-Link V3/E, в котором имеется функция двухсторонней передачи данных между ПЭВМ и микроконтроллером.
В качестве среды программирования использовался MDK-ARM v5 (µVision Keil)[4] версии 5.28.0.0. Версия компилятора была актуальна на декабрь 2019 года. Уровень оптимизации проекта: O-3, также включена оптимизация по времени (скриншот приведён на рисунке 1). Проект подготавливался в кодогенераторе STM32CubeMX версии 5.3.0 с актуальными обновлениями пакета для STM32H7 (версия). В некоторых случаях производилась дополнительная оптимизация кода по времени путём замены штатных функций из математической библиотеки на «быстрые» функции из библиотеки CMSIS-DSP[5, 6], предоставляемой компанией ARM.
Микроконтроллер функционировал на частоте 480 МГц, кэши данных и инструкций были включены, системный таймер функционировал на частоте 1 кГц, что позволяло производить отсчёт времени, затраченного на выполнение программы, в миллисекундах при помощи функции библиотеки HAL: HAL_Get_Tick, которая возвращает количество тиков системного таймера с момента запуска микроконтроллера.
Алгоритм, основывающийся на ЦПТ базируется на том, что бесконечно большое число выборок числа $a_k = \sum_{n=1}^{12} b_n - 6$ будет распределено по нормальному закону.
Где b_n – величина из интервала (0;1), распределённая по равномерному закону.
Среднее время выполнения 100 испытаний по 100 000 выборок составляет 41,64 мс при использовании рекуррентного датчика и 155,20 мс при использовании нормализованной функции rand. Полученные графики приведены на рисунке 2.

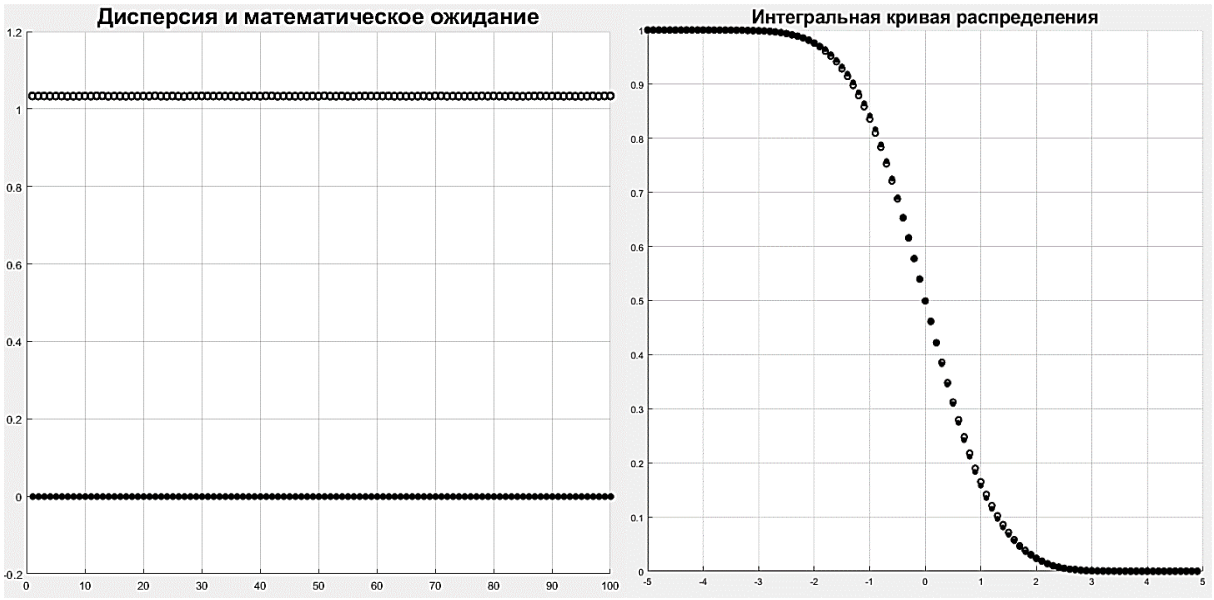


Рисунок 2

Как видно из результатов, имеет место систематическая погрешность в дисперсии. Отклонение от эталонного значения составляет примерно 0,034 абстрактных единицы. Данная погрешность обусловлена использованием рекуррентного алгоритма получения равномерно распределённой величины. Основными преимуществами метода на основе ЦПТ являются простота реализации, наилучшее быстродействие и отсутствие необходимости использования сторонних библиотек для улучшения производительности.

Алгоритм, основывающийся на распределении Релея базируется на том, что бесконечное число выборок числа $x = cos(2\pi v)\sqrt{-2\,ln(v)}$ будет распределено по нормальному закону.

Где v - величина из интервала (0;1), распределённая по равномерному закону.

В таблице ниже приведены результаты пяти испытаний по 100 000 выборок для STM32H743

Среднее время выполнения у 100 испытаний по 100 000 выборок до оптимизации составляло 136 мс, а после оптимизации программы - 80 мс при использовании рекуррентного датчика. При использовании нормализованной функции rand время выполнения становится недопустимо большим. При оптимизации не подвергаются изменению генерируемые величины.

Оптимизация производилась путём замены функций математической библиотеки, таких как cos и log, на соответствующие быстродействующие функции из библиотеки CMSIS-DSP.

Полученные графики приведены на рисунке 3.

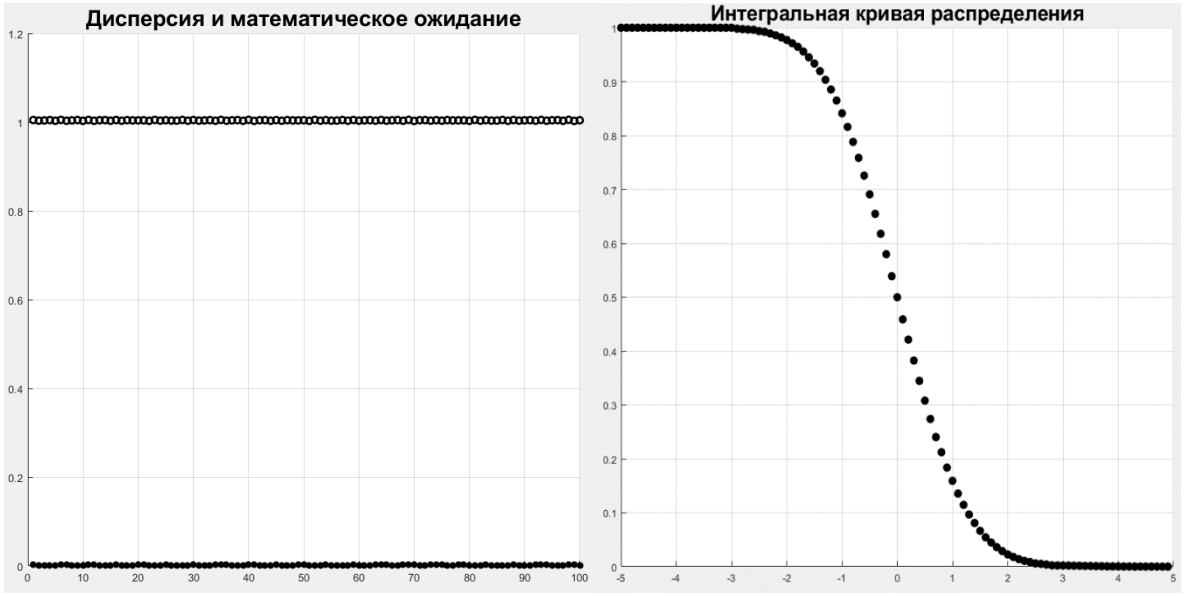


Рисунок 3

Основными преимуществами способа на основе распределения Рэлея является отсутствие систематической погрешности при использовании как быстродействующего рекуррентного датчика, так и нормализованного rand. Недостатком способа на основе распределения Рэлея является необходимость оптимизации для улучшения быстродействия, при этом быстродействие данного датчика примерно в два раза хуже, чем у способа на основе ЦПТ. Быстродействие можно ещё улучшить путём замены логарифмической функции из математической библиотеки на табличную.

Алгоритм основан на методе Бокса-Мюллера с поправкой: генерируются две величины x и y, если сумма их квадратов S находится на интервале от 0 до 1, то выборка из величин t и b

$$s = x^2 + y^2 \qquad t = x \cdot \sqrt{\frac{-2\log s}{s}} \qquad b = y\sqrt{\frac{-2\log s}{s}}$$

будет распределена по нормальному закону при количестве величин стремящимся к бесконечности. Значения величин x и y должны быть равномерно распределены на отрезке [-1;1], вследствие чего возникает необходимость изменения датчиков, возвращающих значения, нормально распределённые на интервале от 0 до 1.

Среднее время выполнения у 100 испытаний по 100 000 выборок составляет 86 мс до оптимизации и 82 мс после оптимизации при использовании рекуррентного датчика. Полученные графики приведены на рисунке 4.

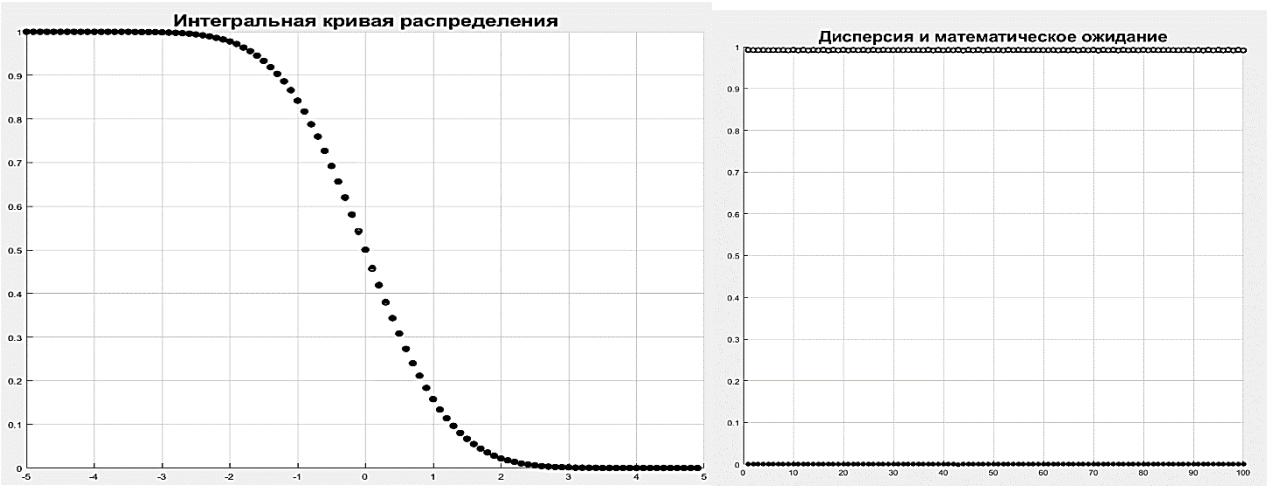


Рисунок 4

Как видно из графиков, снова имеется систематическая погрешность при использовании рекуррентного датчика. Если датчик заменить, то наблюдается значительное снижение производительности, которое может оказаться недопустимым при моделировании. Однако стоит отметить, что систематическая погрешность дисперсии крайнее мала, отклонение от эталонного значения составляет менее 0,01 абстрактных единиц.

В результате сравнения было выявлено, что наиболее быстродействующим методом генерации нормально распределённой величины является метод на основе ЦПТ при использовании рекуррентного датчика, однако стоит отметить, что у данного метода имеется отклонение дисперсии от эталонного значения, что может внести негативный вклад в результаты моделирования при использовании этого метода. Если быстродействие не имеет ключевого значения и имеется ограничение по перечню используемых библиотек (к примеру, это может возникнуть при использовании сред разработки с компилятором GCC), то лучше воспользоваться методом Бокса-Мюллера с использованием нормализованной функции rand.

Оптимальным выбором является метод на основе распределения Рэлея с использованием рекуррентного датчика и оптимизацией при помощи библиотеки CMSIS-DSP, поскольку он обеспечивает качественную генерацию при оптимальных временных затратах. Даже без использования библиотеки CMSIS-DSP данный метод демонстрирует хорошую производительность по сравнению с методом на основе ЦПТ при использовании нормализованной функции rand.

Результаты сравнительного анализа приведены в таблице 2

Таблица 2.

Метод	Среднее время работы программы, затраченное на генерацию последовательности из 100 000 чисел, мс	Используемый датчик псевдослучайной величины	Соответствие метода критериям оценки качества распределения
Метод на основе ЦПТ	41,64	Рекуррентный	Нет
	155,20	Нормализованная функция rand	Да
Метод на основе распределения Рэлея (без исп. CMSIS-DSP)	136,22	Рекуррентный	Да
	146,03	Нормализованная функция rand	Да
Метод на основе распределения Рэлея (с исп. CMSIS-DSP)	82,99	Рекуррентный	Да
	90,07	Нормализованная функция rand	Да
Метод Бокса-Мюллера (без исп. CMSIS-DSP)	87,07	Рекуррентный	Нет
	108,91	Нормализованная функция rand	Да
Метод Бокса-Мюллера (с исп. CMSIS-DSP)	82,76	Рекуррентный	Нет
	103,81	Нормализованная функция rand	Да

Выражаю благодарность профессору Бартеневу В.Г. за постановку задачи и полезное обсуждение полученных результатов.

Литература:

1. Бартенев В.Г. Модельно-ориентированное программирование радиотехнических устройств. Практический курс.-М.: Горячая линия – Телеком, 2019. – 116 с.: ил.
2. Бартенев В.Г., Бартенева А.Г. Модельно-ориентированное проектирование генератора случайных чисел // Современная электроника. 2014. №2.
3. STMicroelectronics. User manual Description of STM32H7 HAL and Low-layer drivers, 2019. UM2217.
4. https://keil.com
5. https://keil.com/pack/doc/CMSIS/DSP
6. STMicroelectronics. Description of Digital Signal Processing for STM32 microcontrollers using CMSIS, 2018. AN4841 Rev2.

COMPARATIVE ANALYSIS OF DIFFERENT METHODS FOR GENERATING A NORMALLY DISTRIBUTED QUANTITY

Osipov G.A,

Russian Technological University

The article provides a comparative analysis of different methods for generating a normally distributed quantity using the STM32H743ZI microcontroller. To evaluate the obtained results and estimate agreement between the theoretical distribution law and simulated values, the MATLAB software package has been used for reading and analyzing such parameters as expected value and dispersion. The following methods for generating a normally distributed quantity have been tested: the method based on the Central limit theorem, the method based on the Rayleigh envelope, and the Box-Muller method with correction. The results are presented in the article in the form of curves and tables.
Keywords: microcontroller, Gaussian distribution, program execution time, agreement against the integral law of Gaussian distribution.

_____ ◆ _____

ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ БЛИЖНЕЙ РАДИОЛОКАЦИИ НАЗЕМНЫХ ЦЕЛЕЙ

проф. Пахотин В.А., доц. Власова К.В., асп. Симонов Р.В.,
доц. Бессонов В.А., доц. Либерман И.В.

Балтийский федеральный университет им. И. Канта

Рассмотрены вопросы обработки данных, полученных в системах ближней радиолокации наземных целей. В связи со спецификой такого рода систем радиолокации , основной проблемой при решении задачи обнаружения сигнала, является подавление стационарных и нестационарных помех , отраженных от различных сооружений , строений, от транспорта, кустов , деревьев, от травяной растительности. Для решения задачи обнаружения объекта наблюдения,,. предложен метод подавления помех на основе созданного банка помех., Основным параметром , характеризующим помеху из банка помех является коэффициент корреляции по отношению к эталонной помехе Для описания сигналов и помех предложена цифровая форма в виде отрезков эталонной реализации. Основой обработки принятых реализаций являются положения теории оптимального приема.. Рассмотрена специфическая форма функционала правдоподобия, на основании которой решается задача подавления помех .в принятой реализации.. Представлены результаты обработки принятых реализаций , которые иллюстрируют возможности подавления помех и обнаружения объекта наблюдения..

1.Введение. В настоящее время, наряду с радиолокацией воздушных целей, широко используются системы ближней радиолокации наземных целей / 1,2,5/. Это обусловлено тем, что радиоволны сантиметрового и дециметрового диапазона позволяют получать информацию об окружающем пространстве в любое время суток, при любых погодных условиях. Однако ближняя радиолокация наземных целей имеет ряд специфических особенностей, которые значительно усложняют обработку данных. Дальность действия таких систем локации не превышает дальности прямой видимости (7÷15 км). В связи с этим даже небольшая энергия излученного сигнала обеспечивает значительное превышение сигнала над уровнем шума и задача обнаружения сигнала на фоне шума становится неактуальной. Проблемой при обработке данных в системах локации наземных целей являются наличие помех от подстилающей поверхности, от травы, от деревьев, кустов, местных строений, транспорта. По амплитуде они оказываются сопоставимыми с сигналами от объектов обнаружения. С изменением мощности излучения амплитуда сигнала и амплитуды помех изменяются практически в одинаковой степени. Указанные помехи могут быть разделены на два класса: стационарные и нестационарные помехи. К стационарным помехам относятся помехи, форма которых не меняется от реализации к реализации. Примером являются отражения от транспорта, от уголковых отражателей, от строений и т.д. К нестационарным помехам относятся помехи, форма которых меняется от реализации к реализации случайным образом. Примером являются кусты, деревья, травяной покров, отражения от которых меняют свою форму в зависимости от ветра. Если первый класс помех легко устраняется в связи со своей стационарностью, то второй класс помех устранить из принятой реализации сложно. Кроме того, при нестационарности помехи от реализации к реализации меняется форма отраженной помехи. Описать аналитически эти изменения оказывается практически невозможно. В результате возникает

сложная, нерешенная до настоящего времени, задача подавления нестационарных помех в системах ближней локации наземных целей

2.Описание экспериментальных данных. Приведем основные технические характеристики радиолокационной станции «Буссоль», с помощью которой получены экспериментальные данные для решения задачи обнаружения объекта наблюдения на фоне как стационарных, так и нестационарных помех.

1. Длина волны 30 см.
2. Мощность излучения 0.5 Вт.
3. Уровень развязки между приемной и передающей антеннами не менее 45 дБ;
4. Ширина ДН в горизонтальной плоскости на уровне 3 дБ - $(5\pm1)^o$;
5. Ширина ДН в вертикальной плоскости на уровне 3 дБ - $(12\pm1)^o$;
6. Уровень боковых лепестков ДН в горизонтальной плоскости < -15 дБ;
7. Уровень боковых лепестков ДН в вертикальной плоскости < -15 дБ;
8. Коэффициент усиления: не меньше 24 дБ;
9. Длительность зондирующего радиоимпульса 0.2 мкс.
10. Дальность действия РЛС 15 км.

Рассмотрим экспериментальные данные, получаемые при работе РЛС «Буссоль». На рисунке1 представлена принятая реализация , полученная при излучении одиночного радиоимпульса длительностью 0.2 мкс. Она содержит излученный сигнал, прошедший через защиту входного тракта, сигнал от уголкового отражателя , расположенного на расстоянии 30 м от излученного импульса, импульсные помехи и помехи в виде отражений от кустов, деревьев, травяного покрова.

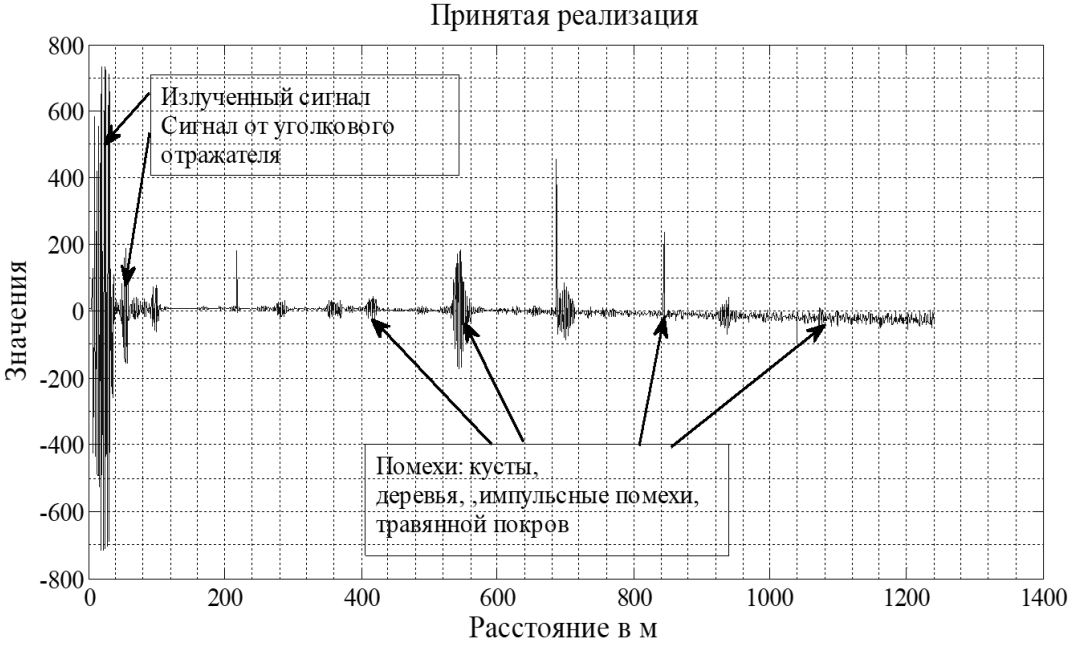


Рисунок1. Принятая реализация при излучении короткого радиоимпульса

Помехи можно разделить на стационарные, когда форма помехи сохраняется и нестационарные, когда форма сигнала меняется от реализации к реализации по случайному закону. Уровень сигнала, отраженный от уголкового отражателя и уровень помех практически одинаковые . Это подчеркивает необходимость решения задачи подавления фоновых помех. Дадим краткую характеристику наблюдаемым объектам. **Излученный сигнал-** сигнал, который проходит в приемное устройство через защитное устройство в момент излучения радиоимпульса. Отмечается экспоненциальное нарастание амплитуды и резкий спад. Длительность излученного радиоимпульса равна 0.2 мкс (30 м по дальности , 40 отсчетов, 10 периодов). **Отражатель-** сигнал , отраженный от уголкового отражателя. Амплитуда модулирована гаусовой зависимостью. В результате эффективная длительность сигнала уменьшена практически наполовину. Просматриваются лишь пять периодов вместо 10. Расстояние от излученного сигнала равно 30 м. **Дерево-** сигнал, отраженный от дерева. Амплитуда модулирована гаусовой зависимостью. В результате эффективная длительность сигнала уменьшена практически наполовину. Просматриваются лишь пять периодов вместо 10. Расстояние от излученного сигнала 75 м. На рисунке 2 показаны две принятые реализации. Если излученный сигнал и сигнал от уголкового отражателя практически не меняются в этих реализациях, то

сигнал от дерева меняет свою амплитуду, фазу и форму за счет ветрового действия. Анализ экспериментального материала указывает на следующее. Форма стационарных сигналов искажена за счет использования в РЛС «Буссоль» оптимальных фильтров и имеет вид гаусоиды. Форма нестационарных сигналов искажена как процессом фильтрации, так и влиянием ветра. Влияние шумовой составляющей на форму сигнала незначительное. Следовательно, аналитическое описание отраженных от целей, как стационарных, так и нестационарных сигналов , при их .дальнейшей обработки оказывается сложным. В связи с этим будем описывать сигнал в цифровой форме в виде отрезка реализации, как часть принятой эталонной реализации на интервале исследуемого объекта. В линейном пространстве сигналов / 6/ такого рода отрезки реализаций (цифровые сигналы) описываются тремя параметрами: энергией, взаимной корреляционной функцией эталонного и анализируемого сигнала в последовательности принятых реализаций, и временем приема. В результате предварительно принятых реализаций можно сформировать банк стационарных или нестационарных помех, который может быть использован при дальнейшей обработке сигналов.

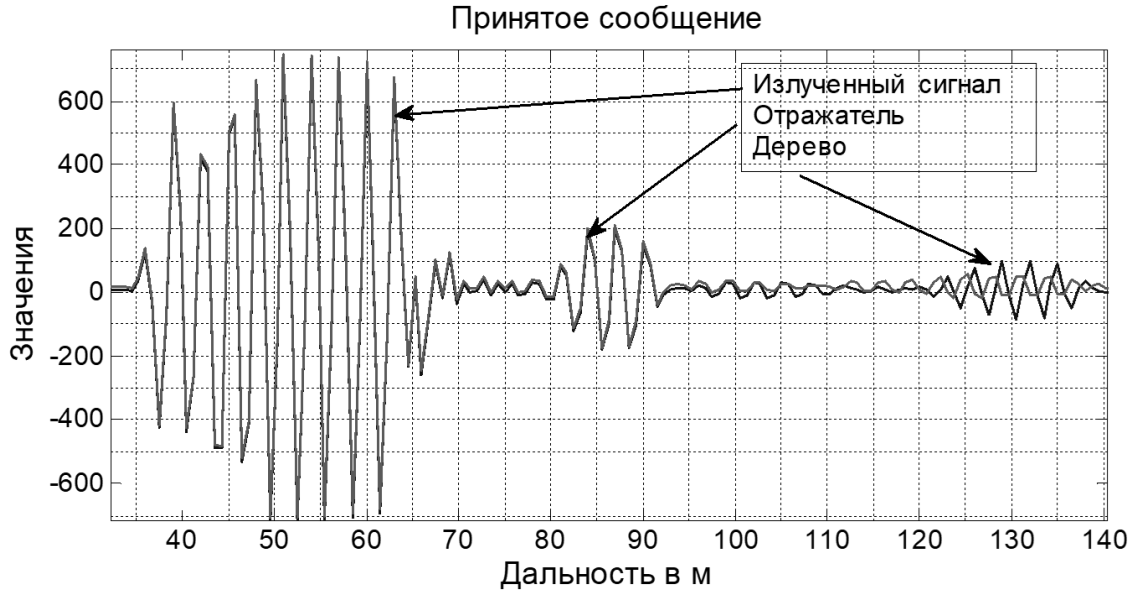


Рисунок 2. Совокупность двух принятых реализаций

3.Элементы теории и результаты обработки при наличии банка помех

Запишем принятую реализацию в следующем виде /3,4/.

$$\hat{Y}_n = \hat{U}_c\,(t_n - t_c)\ \hat{\mathrm{f}}_{\mathrm{c}} + \sum_{m=1}^{M} \hat{U}_{m,\mathrm{п}}\left(\mathrm{t}_n - \mathrm{t}_{m,\mathrm{п}}\right)\ \hat{\mathrm{f}}_{m,\mathrm{п}} + \hat{U}_{\mathrm{ш},n} \quad (1)$$

Где $\hat{U}_c(t_n - t_c)$ –комплексная амплитуда сигнала, отраженного от объекта наблюдения, в момент времени $\mathrm{t_c}$.

$\hat{U}_{m,\mathrm{п}}(\mathrm{t}_n - \mathrm{t}_{m,\mathrm{п}})$ – комплексная амплитуда m- помехи в момент времени $\mathrm{t}_{m,\mathrm{п}}$.

$\hat{\mathrm{f}}_{\mathrm{c}}$ - форма сигнала в цифровом виде , взятая из эталонной реализации.

$\hat{\mathrm{f}}_{m,\mathrm{п}}$– форма помехи в цифровом виде , взятая из эталонной реализации.

$\hat{U}_{\mathrm{ш},n}$ – нормальный шум с дисперсией σ^2 и интервалом корреляции τ_k .

Комплексные амплитуды сигнала и помех необходимы для автоматической подстройки амплитуды и фазы копии сигнала и помехи.

Выделим отдельные интервалы , связанные с отдельными помехами. Интервалы, в принципе ,произвольные. Их длительность должна быть больше или равна длительности интервала обработки. На рисунке 3 показаны эти интервалы. Первые три интервала связаны с излученным сигналом, с сигналом, отраженным от уголкового отражателя , с сигналом , отраженным от дерева.

Рассмотрим случай, когда сигнал в принятой реализации отсутствует. На основании (1) запишем функционал правдоподобия в виде

$$\Delta(\hat{U}'_{1,\mathrm{п}}, \dots, \hat{U}'_{M,\mathrm{п}}) = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} \left|\hat{Y}_n - \sum_{m=1}^{M} \hat{U}'_{m,\mathrm{п}}\left(\mathrm{t}_n - \mathrm{t}_{m,\mathrm{п}}\right)\ \hat{\mathrm{f}}_{m,\mathrm{п}}\right|^2 \quad (2)$$

Дифференцируя (2) по комплексным амплитудам $\widehat{U}_{m,\text{п}}^{'}$ и приравнивая дифференциалы нулю, получим систему уравнений правдоподобия. В связи с неперекрывающимися интервалами система уравнений правдоподобия будет независимой. Каждое уравнение определяет соответствующую оценку комплексной амплитуды $\widehat{U}_{m,\text{п}}^{'}$.

$$\widehat{U}_{m,\text{п}}^{'} = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} \hat{Y}\,\hat{\text{f}}_{m,\text{п}} \qquad (3)$$

В результате этой операции при обработке новой принятой реализации для каждой помехи происходит оптимальная подстройка по амплитуде и начальной фазе. Подставляя полученные оценки (3) в (2) получим общую оценку качества обработки. Чем лучше правая и левая части функционала правдоподобия (2) соответствуют друг другу, тем меньше значение функционала.

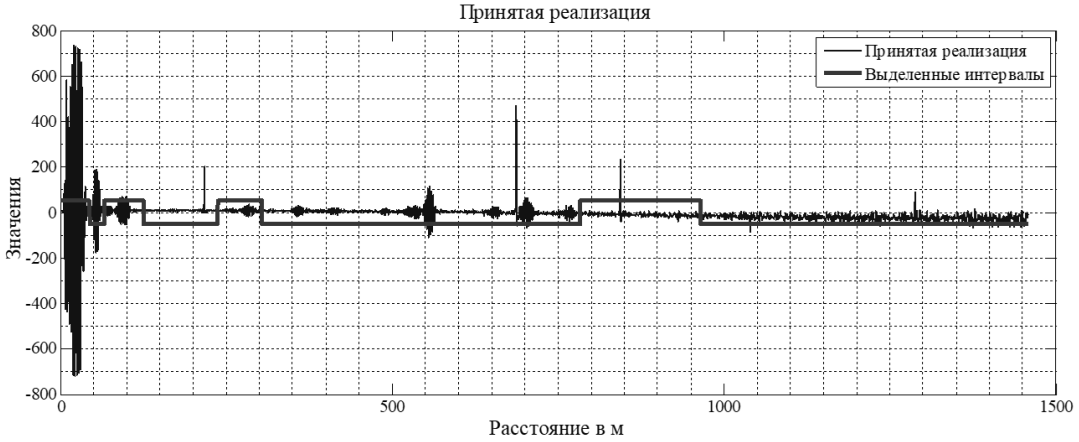


Рисунок 3. Принятая реализация с отмеченными интервалами разбиения.

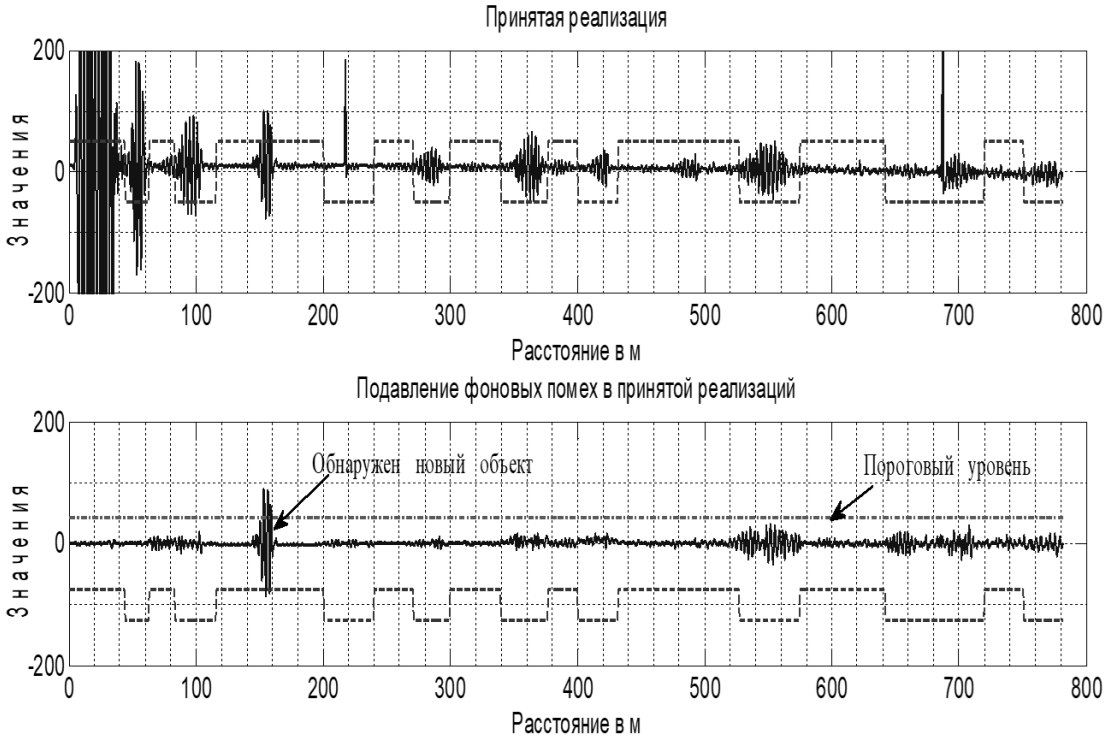


Рисунок 4. Решение задачи обнаружения сигнала (150 м) при подавлении фоновых помех в принятой реализации. Обнаружен новый объект.

Значение функционала является критерием качества при решении задачи подавления помех. Если использовать к- помеху $\hat{\text{f}}^{k}_{m,\text{п}}$, взятую из банка помех, тогда значение функционала правдоподобия будет определено индексом «к». В этом случае минимальное значение $\Delta^{k}_{\text{мин}}$ будет определять наилучшее подавление помех. Такая операция может быть проведена на каждом выделенном интервале. В этом случае

минимизируется независимо каждая помеха, содержащаяся в принятой реализации, и подавление помех будет наиболее сильное. В результате такой технологии вместо принятой реализации $\hat{Y}_n$ будет создана за счет вычитания новая реализация $\widehat{Y1}_n$ с максимально подавленными помехами, как нестационарными, так и стационарными.

$$\widehat{Y1}_n = \hat{Y}_n - \sum_{m=1}^{M} \hat{U}'_{m,\text{п}}\left(\text{t}_n - \text{t}_{m,\text{п}}\right)\ \hat{\text{f}}^{k}{}_{m,\text{п}} \qquad (4)$$

На рисунке 4 принятая реализация содержит новый объект в пятом выделенном интервале (150 м), характеризующимся наличием травяного покрова. Минимальное значение коэффициента корреляции равно 0.98. В этих условиях форма помехи (пятый интервал) не соответствует форме нового объекта. В результате подавление нового объекта незначительное (нижний рисунок) и уровень объекта превышает пороговый уровень. Новый объект оказывается обнаруженным.

4.Заключение.

В настоящей работе представлен метод оптимальной обработки
данных, получаемых на РЛС ближней радиолокации наземных объектов при решении задачи обнаружения объектов наблюдения при наличии ряда стационарных и нестационарных помех. Отличительной особенностью метода является использование априорных данных в виде банка помех, отличающихся коэффициентом взаимной корреляции. Для описания сигналов и помех в функционале правдоподобия, используется цифровая форма в виде отрезков эталонной реализации, взятых из соответствующих интервалов этой реализации.

Литература.

1. А.Б.Борзов, А.В.Соколов, В.Б.Сучков. Цифровое моделирование входных сигналов систем ближней радиолокации от сложных радиолокационных сцен.// Успехи современной радиоэлектроники, № 9-10, 2004.
2. Коган И.М. Ближняя радиолокация (теоретические .основы). М.: Сов. радио, 1973; 272 с.
3. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.
4. Пахотин В. А., Власова К.В. . Бессонов В.А.. Строков В.И.. Бабинович А.И.. Шустов Э.И. Технология цифровой обработки простых и широкополосных сигналов на основе функционала правдоподобия. (Пленарное заседание) Доклады 18-й Международной конференции DSPA-2016, серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение. Т.1,Москва, Россия, стр.13-25.
5. Матвиенко А.Е. Системы ближней радиолокации для обнаружения наземных целей на основе частотно модулированного и многочастотного зондирования. Автореферат кандидатской диссертации.2010 г,Пенза.
6. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. :Учеб. Для вузов по спец. «Радиотехника».-М.:Высш.шк.,1988 – 448 с.

POTENTIAL CAPABILITIES OF NEAR RADAR OF GROUND TARGETS

prof. Pakhotin V. A., ass. prof. Vlasova K.V., grad. stud. Simonov R.V.,
ass. prof. Besonov V.A., ass. prof. Liberman I.V.

I.Cant Baltic Federal University

The issues of processing data obtained in near-target radar systems of ground targets are considered. Due to the specifics of this kind of radar systems, the main problem in solving the problem of signal detection is the suppression of stationary and non-stationary interference reflected from various structures, structures, from vehicles, bushes, trees, and grass vegetation. To solve the problem of detecting the object of observation,. A method for suppressing interference based on the created interference bank is proposed. The main parameter characterizing the interference from the interference bank is the correlation coefficient with respect to the reference noise. A digital form in the form of segments of the reference implementation is proposed to describe the signals and interference. The basis for processing the adopted implementations is the provisions of the theory of optimal reception .. A specific form of the likelihood functional is considered, based on which the problem of suppressing interference is solved. In the adopted implementation .. The results of processing the adopted implementations are presented, which illustrate the possibilities of suppressing interference and detecting the object of observation ..

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ КЕЙПОНА И MUSIC ДЛЯ ПЕЛЕНГАЦИИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

к.т.н. Новиков А.Н., к.т.н. Рожнов А.В., Новикова Е.Е.

Институт проблем управления имени В.А. Трапезникова РАН

Рассмотрены некоторые новые возможности пеленгации широкополосных сигналов антенной решеткой на основе использования в сравнении методов сверхразрешения Кейпона и MUSIC. Выведены основные закономерности, обеспечивающие формирование пеленгационного рельефа при приёме и обработке широкополосных сигналов. Приведены результаты численного моделирования искомых закономерностей.

Обеспечение электромагнитной совместимости является одной из приоритетных задач обеспечения нормальных условий функционирования *радиоэлектронных средств* (РЭС). Это связанно со значительной загруженностью электромагнитного спектра и большой плотностью размещения РЭС, к примеру, на промышленно развитых территориях. Методы временного, частотного и кодового разделения каналов становятся всё менее эффективными для решения таких задач. Одним из современных направлений эффективного решения проблемы является применение широкополосных сигналов, которые имеют ряд существенных преимуществ в сравнении с узкополосными. К ним также в первую очередь относят высокую достоверность передачи информации в условиях многолучевого распространения радиоволн и возможность получения ансамбля широкополосных сигналов, занимающих общую полосу частот. Если взаимно-корреляционные функции таких сигналов имеют незначительный уровень, то они могут одновременно передаваться в одной и той же полосе без существенных взаимных помех.

Анализ возможностей эксплуатируемых широкополосных радиоэлектронных средств показывает, что их функционирование осуществляется на базе методов корреляционного приёма. Однако насыщенность радиоэлектронными средствами современных мегаполисов и промышленно развитых регионов приводит к возникновению ряда проблем при осуществлении приёма на основе подобных методов, что во многом обусловлено неудовлетворительной электромагнитной совместимостью РЭС. В связи с этим обратим внимание на необходимость разработки новых подходов и методов приёма и обработки широкополосных сигналов.

Одним из перспективных направлений приёма и обработки широкополосных сигналов являются методы пространственной селекции в *антенных решетках* (АР). К ним относятся такие методы как адаптации, амплитудного и фазового разрешения, а также малоизученные методы сверхразрешения Кейпона и MUSIC. Это обусловлено тем, что указанные методы позволяют получить угловое разрешение для источников сигнала более высокой степени, чем определяемое размерами апертуры антенны в соответствии с критерием Рэлея [1, 2].

Анализ научных публикаций показал, что в настоящее время задача пространственной обработки на базе методов сверхразрешения решена только для узкополосных сигналов [1, 2].

Исходя из вышесказанного, цель настоящей работы – формирование и разработка подхода со всесторонним исследованием новых возможностей пространственной пеленгации широкополосных сигналов на основе методов сверхразрешения Кейпона и MUSIC в практике.

Для узкополосных сигналов эта задача решается путём формирования *пеленгационного рельефа* (ПР) в направлении излучения сигналов. Однако для широкополосных сигналов возникает необходимость формирования ПР для всех частот, на которых действует сигнал. Таким образом, трудность пространственной пеленгации широкополосных сигналов на основе методов сверхразрешения заключается в том, что формирование ПР в заданном направлении необходимо реализовать для бесконечного значения числа частот широкополосного сигнала.

На основе соотношения, описывающего ПР (формирующего АР для пеленгации узкополосных сигналов при использовании метода Кейпона и MUSIC [1, 2]), рассмотрим выражение для ПР в случае пеленгации широкополосных сигналов

$$P(\theta, \phi; \omega) = \left[S^T(\theta, \phi; \omega)\, R^{-1}(\omega)\, S^*(\theta, \phi; \omega) \right]^{-1}; \qquad (1, \text{а})$$

$$P(\theta,\phi;\omega)=\left[S^T(\theta,\phi;\omega)\,D(\omega)\,S^*(\theta,\phi;\omega)\right]^{-1}, \qquad (1,\text{б})$$

где $S(\theta,\phi;\omega)$ – сканирующий вектор;

$R(\omega)$ – частотно-зависимая ковариационная матрица принимаемых сигналов;

$D(\omega)=U_n(\omega)U_n(\omega)^H$ – частотно-зависимый оператор проектирования на шумовое подпространство;

$T,*,H$ – обозначения операций транспонирования, комплексного сопряжения соответственно и эрмитового сопряжения.

$\omega\in[\omega_1,\omega_2]$ – частота рабочего диапазона АР.

Сканирующий вектор может быть представлен следующим образом:

$$S(\theta,\phi;\omega)=\exp(-i\omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}\sin\theta(x_n\cos\phi+y_n\sin\phi)), \qquad (2)$$

где ε_0, μ_0 – абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости свободного пространства;

x_n, y_n - координаты n-го элемента антенной решётки;

θ,ϕ – углы сканирования АР.

В общем случае частотно-зависимая ковариационная матрица собственных шумов и принимаемых широкополосных сигналов может быть представлена следующим образом [3]:

$$R(\omega)=\sigma^2E+\sum_{l=1}^{L}\left|C_l(\omega)\right|^2\overline{U_l^*(\theta_l,\phi_l;\omega)\,U_l^T(\theta_l,\phi_l;\omega)}, \qquad (3)$$

где σ^2 – мощность теплового шума в канале АР;

E – единичная матрица;

$|C_l(\omega)|^2$ – спектральная плотность l-го широкополосного сигнала $(l=1,...,L)$;

$U_l(\theta_l,\phi_l;\omega)$ - вектор-столбец, элементами которого являются комплексные амплитуды l-го широкополосного сигнала на выходе излучателей АР $(l=1,...,L)$;

$\overline{}$ - усреднение по времени.

Укажем здесь также представление обратной частотно-зависимой ковариационной матрицы сигналов для метода Кейпона [3]:

$$R^{-1}(\omega)=\frac{1}{\sigma^2}\left(E-\sum_{l=1}^{L}\sum_{p=1}^{L}\alpha_{lp}(\omega)\overline{U_l^*(\theta_l,\phi_l;\omega)\,U_p^T(\theta_p,\phi_p;\omega)}\right), \qquad (4)$$

где $\alpha_{lp}(\omega)$ - частотно-зависимый коэффициент, определяемый из свойств ковариационной матрицы.

Для рассматриваемого ряда случаев применения метода MUSIC частотно-зависимый оператор проектирования на шумовое подпространство находится из спектрального разложения ковариационной матрицы сигналов, принятых АР:

$$R_{UU}(\omega)=U(\omega)\Lambda U(\omega)^H=U_S(\omega)\Lambda_S U_S(\omega)^H+U_n(\omega)\Lambda_n U_n(\omega)^H, \qquad (5)$$

где $U_S(\omega)$, $U_n(\omega)$ – собственные векторы сигнального и шумового подпространств;

Λ_S, Λ_n – диагональные матрицы сигнального и шумового подпространств.

Подставляя (2) и (4) в соотношение (1, а) или (2) и (5) в соотношение (1, б), получаем искомое выражение для ПР в случае оптимальной пеленгации широкополосных сигналов по методу Кейпона и MUSIC соответственно. Однако реализовать такой подход в практике будет более чем затруднительно, так

как спектр сигнала непрерывен и возникает весьма проблематичная необходимость выполнения вычислений ПР для бесконечного значения числа частот. Исходя из этого, предлагается применять реализуемый в практике квазиоптимальный метод пеленгации широкополосных сигналов.

Основные положения используемого в работе подхода заключаются в следующем.

Для каждой *k*-ой частоты ($k \in \overline{1,K}$) частотного диапазона функционирования АР оптимально формируется ПР для пеленгации составляющей широкополосного сигнала на данной частоте. Подобным образом формируются ПР для остальных $K-1$ частот частотного диапазона. Далее полученные составляющие широкополосного сигнала аппроксимируются различными аппроксимирующими функциями, к примеру, кусочно-постоянной функцией или кусочно-линейной. Значение числа частот *K*, для которых оптимально определяется ПР, зависит от требуемой точности восстановления спектра широкополосного сигнала. При этом метод, на основе которого формируется ПР, играет существенную роль преимущественно только на первом этапе, когда пеленгуются составляющие широкополосного сигнала.

На основании вышеизложенного выражение для квазиоптимального восстановления спектра полезного широкополосного сигнала в случае кусочно-постоянной аппроксимации будет иметь вид

$$\hat{C}(\omega) = \sum_{k=1}^{K} \hat{C}(\omega_k) T_k(\omega), \tag{6}$$

где $T_k(\omega) = \begin{cases} 1, |\omega - \omega_k| \le \Delta/2 \\ 0, |\omega - \omega_k| \ge \Delta/2 \end{cases}$, - в случае кусочно-постоянной аппроксимации;

ω_k – среднее значение *k*-го частотного интервала;

$\Delta = (\omega_2 - \omega_1)/2$.

В случае кусочно-линейной аппроксимации, выражение (6) примет вид

$$\hat{C}(\omega) = \sum_{k=1}^{K} \frac{1}{\omega_{k+1} - \omega_k} \left(C(\omega_{k+1})(\omega - \omega_k) - C(\omega_k)(\omega - \omega_{k+1}) \right). \tag{7}$$

Приведенные соотношения описывают общий случай, когда АР формирует ПР для всех сигналов, приходящих с различных направлений, которые охватывает сканирующий вектор, и попадающих в рабочий диапазон частот АР.

Рассмотрим наиболее простой случай пеленгации одного широкополосного ЛЧМ сигнала, приходящего с направления $\theta_1 = 30^\circ$, $\varphi_1 = 20^\circ$, спектр которого представлен на рисунке 1.

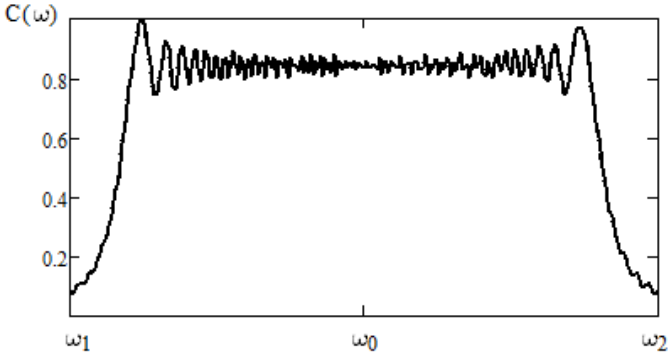
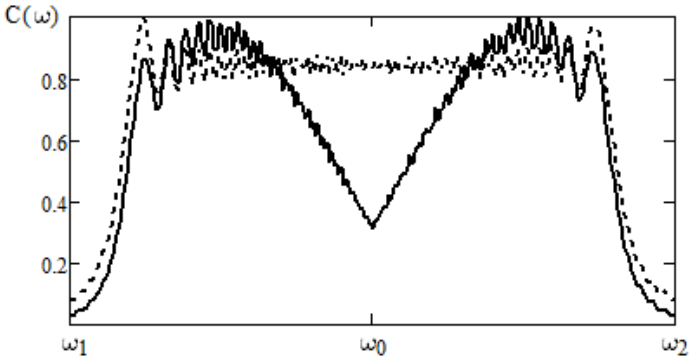
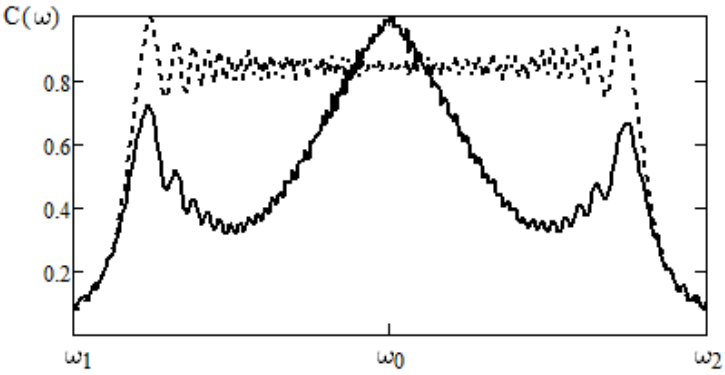


Рисунок 1 - Спектр широкополосного ЛЧМ сигнала

Исследуем влияние числа частот *k* на точность восстановления спектра полезного широкополосного сигнала, представленное на рисунке 2.



а)



б)

Рисунок 2 – Спектр полезного широкополосного сигнала после квазиоптимальной обработки при K=2

На рисунках 2 а) и 2 б) показаны спектры широкополосного сигнала после квазиоптимального восстановления. Причём спектр широкополосного сигнала, аппроксимированный кусочно-постоянной функцией, представлен на рисунке 2 а), а кусочно-линейной функцией, соответственно, – на рисунке 2 б). При внимательном рассмотрении видно, что при увеличении числа частот K, на которых производится оптимальное построение ПР в заданном направлении, спектр полезного широкополосного сигнала восстанавливается более точно. Причём в данном примере выбор аппроксимирующей функции существенной роли, в общем-то, не играет. Данные наблюдения подтверждены значениями среднеквадратического отклонения, представленными в таблице 1.

Таблица 1

Значения среднеквадратического отклонения

Число частот K	Значение среднеквадратического отклонения	
	При кусочно-постоянной аппроксимирующей функции	При кусочно-линейной аппроксимирующей функции
2	0.057	0.165
8	$1.415\ 10^{-3}$	$1.288\ 10^{-3}$
32	$2.132\ 10^{-6}$	$2.133\ 10^{-6}$

Таким образом, применение методов сверхразрешения Кейпона и MUSIC позволяет обеспечить квазиоптимальную пеленгацию широкополосных сигналов в АР. Точность восстановления спектра полезного сигнала в полной мере зависит от значения числа частот K, на которых обеспечивается оптимальный пеленг широкополосного сигнала. В меньшей степени наблюдается зависимость от аппроксимирующей функции. Следовательно, для увеличения точности восстановления сигнала необходимо увеличивать количество каналов оптимальной обработки, что, в свою очередь, в определённой степени приводит к усложнению аппаратуры и некоторому увеличению экономических затрат при практической реализации подхода [1-12].

Литература

1. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. - М: Радио и связь, 2003.- 200 с.
2. Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн. - М.: Наука, 1991. - 200 с.
3. Литвинов О.С. Аналитические свойства ковариационной матрицы помехв теории приемных адаптивных решеток // Антенны. 1982. Вып. 30. С. 65-78.
4. Габриэльян Д.Д., Новиков А.Н., Цыпорина И.Г. Оптимальное подавление широкополосных помех в адаптивных антенных решетках // Электромагнитные волны и электронные системы. 2011. Т. 16. № 6. С. 20-23.
5. Воеводин, В.В. Матрицы и вычисления [Текст]/ В.В. Воеводин, Ю.А. Кузнецов. – М.: Наука, 1984.– 320 с.
6. Gabriel'yan D.D., Kalchenko O.V., Synthesis of antenna arrays radiation patterns on random geometry cylinders Radioelectronics and Communications Systems. 2007. V. 50. No 9. P. 507-510.
7. Gabriel'yan D.D., Zvezdina M.Yu., Shokov A.V., Ogayan P.S., Potentially Achievable Characteristics Analysis for Superresolution Techniques, Journal of Electrical and Control Engineering, 3 (2013), 4, 23-26.
8. Jansson M., Stoica Forward-only and forward-backward sample covariances, - A comparative study Signal Processing, 77 (1999), 3, 235-245.
9. Mavrychev E.A., Ermolayev V.T., Flaksman A.G., Robust Capon-based direction-of-arrival estimators in partly calibrated sensor array Signal Processing, 93 (2013), 12, 3459-3465.
10. Рожнов А.В., Лобанов И.А. Актуальные вопросы системной интеграции в задачах акустического мониторинга БЛА и шумовой обстановки в городской среде / DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. – М.: Российское НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2016. Т. 6. № 4. С. 862-865.
11. Габриэльян Д.Д., Новиков А.Н., Шацкий В.В., Шацкий Н.В. Адаптивная антенная решетка. Патент на изобретение RU 2466482 C1, 10.11.2012.
12. Будко П.А., Виноградено А.М., Рожнов А.В., Гойденко В.К. Способ комплексного статистического контроля технического состояния радиоэлектронного оборудования / DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. – М.: Российское НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2018. Т. 8. № 1. С. 217-220.

APPLICATION OF CAPON AND MUSIC METHODS FOR DIRECTION FINDING BROADBAND SIGNALS BY ANTENNA ARRAY

Ph. D. Novikov A. N., Ph. D. Rozhnov A. V., Novikova E. E.

ICS RAS

The possibilities of direction finding of broadband signals by an antenna array based on the Capon and MUSIC super-resolution methods are considered. The main regularities that ensure the formation of direction-finding terrain when receiving and processing broadband signals are derived. Numerical modeling of the obtained regularities is carried out.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ТРАЕКТОРНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ПРИ СОПРОВОЖДЕНИИ МАНЕВРИРУЮЩИХ ЦЕЛЕЙ

д.т.н., проф. Васильев К.К.[1],
к.т.н. Маттис А.В.[2], инж. Саверкин О.В.[2]

[1]Ульяновский государственный технический университет
[2]ФНПЦ АО «НПО «Марс»

Работа посвящена исследованию эффективности алгоритмов траекторной фильтрации при сопровождении маневрирующих целей. Представлены результаты сравнительного моделирования алгоритма, основанного на известной линейной стохастической

модели движения и алгоритмов траекторной фильтрации в связанных координатах. Установлено, что для быстро маневрирующих целей применение фильтрации в связанных координатах оказывается более эффективным, при этом использование фильтра с раздельным оцениванием по каждой координате позволяет обеспечивать качественное оценивание параметров движения даже в условиях низкой производительности системы траекторной обработки.

Ранее в работах [1-2] проводилось исследование эффективности алгоритмов траекторной фильтрации, основанных на модели движения в скоростной, связанной системе координат, заданной следующим стохастическим уравнением [3]:

$$\begin{aligned} x_i &= x_{(i-1)} + T_i V_{i-1} \cos K_{i-1} \cos \phi_{i-1} \\ y_i &= y_{(i-1)} + T_i V_{i-1} \sin K_{i-1} \cos \phi_{i-1} \\ z_i &= z_{(i-1)} + T_i V_{i-1} \sin \phi_{i-1} \\ V_i &= V_{i-1} + a T_i \xi_{vi} \\ K_i &= K_{i-1} + \nu_K T_i \xi_{Ki} \\ \phi_i &= \phi_{i-1} + \nu_\phi T_i \xi_{\phi i} \end{aligned} \quad , \quad i = 1, 2, \ldots, k. \qquad (1)$$

где x_i, y_i, z_i – декартовы координаты положения объекта; V_i – путевая скорость; K_i – курс; ϕ_i – угол наклона траектории; a – среднеквадратическое отклонение (СКО) ускорения; ν_K – СКО скорости изменения курса; ν_ϕ – СКО скорости возможного изменения угла наклона траектории рассматриваемого класса целей; ξ_{vi}, ξ_{Ki}, $\xi_{\phi i}$ – стандартные гауссовские независимые случайные величины с ковариационными матрицами $V_{\bar{\xi}i} = M\left\{\bar{\xi}_i \bar{\xi}_i^T\right\}$; T_i – интервал времени между соседними отсчетами. Такая модель движения позволяет имитировать более схожие с реальными траектории движения.

Предложенные фильтры основаны на известном алгоритме калмановского векторного оценивания [4,5] (далее АФ1), где для расчета вектора состояния используется следующее выражение:

$$\hat{\bar{x}}_i = \hat{\bar{x}}_{\text{э}i} + B_i\left(\bar{z}_i - C\hat{\bar{x}}_{\text{э}i}\right), \qquad (1)$$

где $\hat{\bar{x}}_{\text{э}i}$ – вектор экстраполированных параметров траектории, который определяется как $\hat{\bar{x}}_{\text{э}i} = \wp_i \hat{\bar{x}}_{i-1}$; B_i – матричный коэффициент усиления, который рассчитывается по формуле $B_i = P_i C^T V_{ni}^{-1}$, где $P_i = P_{\text{э}i}\left(E + C^T V_{ni}^{-1} C\, P_{\text{э}i}\right)^{-1}$ – ковариационная матрица ошибок оценивания; $P_{\text{э}i} = \wp_i P_{(i-1)} \wp_i^T + \vartheta_i V_{\bar{\xi}i} \vartheta_i^{\mathrm{T}}$ – ковариационная матрица ошибок прогнозирования; E – единичная матрица, V_{ni} – корреляционная матрица ошибок измерения координат; $C, \wp_i, \vartheta_i$ – соответствующие связующие матрицы.

Отличие предложенных алгоритмов заключается в выражениях для расчета ковариационной матрицы ошибок прогнозирования, которое для фильтра, основанного на модели (1) (далее АФ2), имеет вид:

$$P_{\text{э}i} = \varphi_i'\left(\hat{\bar{x}}_{i-1}\right) P_{(i-1)} \varphi_i'^{\mathrm{T}}\left(\hat{\bar{x}}_{i-1}\right) + \vartheta_i V_{\bar{\xi}i} \vartheta_i^{\mathrm{T}},$$

где векторная функция $\varphi_i'\left(\bar{x}_{i-1}\right)$ определяется как:

$$\varphi_i'\left(\bar{x}_{i-1}\right) = \frac{d\varphi_i\left(\bar{x}_{i-1}\right)}{d\,\bar{x}_{i-1}};$$

Другой алгоритм (далее АФ3) получен путем квазилинеаризации модели (1) [1-3]. Для такого фильтра выражение для расчета ковариационной матрицы ошибок прогнозирования запишется как:

$$P_{\text{э}i} = \wp_i P_{(i-1)} \wp_i^T + \vartheta_i\left(\hat{\bar{x}}_{i-1}\right) V_{\bar{\xi}i} \vartheta_i^T\left(\hat{\bar{x}}_{i-1}\right),$$

где $\vartheta_i\left(\bar{x}_{(i-1)}\right) = \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ I_{xK}\left(\bar{v}_{x(i-1)}\right) \vartheta_{Vi} \end{pmatrix}$ – 6×3–матричная функция вектора состояния $\bar{x}_{(i-1)}$; $\mathbf{0}$ – нулевая 3×3 -матрица; $J_{Vi} = diag\left(aT_i \quad \nu_K T_i \quad \nu_f T_i\right)$.

В общем случае ковариационная матрица порождающего процесса будет иметь вид:

$$I_{xK}\left(\hat{\bar{v}}_{x(i-1)}\right) \vartheta_{Vi} \vartheta_{Vi}^T I_{xK}^T\left(\hat{\bar{v}}_{x(i-1)}\right) = \begin{pmatrix} \hat{a}_{xi}^2 & \hat{a}_{yxi} & \hat{a}_{zxi} \\ \hat{a}_{yxi} & \hat{a}_{yi}^2 & \hat{a}_{zyi} \\ \hat{a}_{zxi} & \hat{a}_{zyi} & \hat{a}_{zi}^2 \end{pmatrix}.$$

Введение оценок параметров ускорения $\hat{a}_x, \hat{a}_y, \hat{a}_z$, полученных с помощью преобразования из связанной системы координат, можно рассматривать как адаптацию параметров a_x, a_y, a_z на каждом шаге с учетом

оцененных значений скорости цели $\hat{V}_{(i-1)}$, курса $\hat{K}_{(i-1)}$ и угла наклона траектории $\hat{\phi}_{(i-1)}$ в связанной системе координат [1-2].

Для упрощения алгоритма внедиагональные элементы матрицы были обнулены:

$$I_{xK}\left(\hat{\bar{v}}_{x(i-1)}\right)\vartheta_{Vi}\vartheta_{Vi}^{T}I_{xK}^{T}\left(\hat{\bar{v}}_{x(i-1)}\right)=\begin{pmatrix}\hat{a}_{xi}^{2} & 0 & 0\\ 0 & \hat{a}_{yi}^{2} & 0\\ 0 & 0 & \hat{a}_{zi}^{2}\end{pmatrix}.$$

Такое решение обеспечило возможность применения раздельного оценивания по каждой координате. При отсутствии наблюдений компонент скорости цели также не требуется операция обращения матрицы при вычислении коэффициентов B_i, для выполнения которой необходимо в среднем $O\left(N^{N}\right)$ операций умножения, где N – число наблюдаемых параметров. Это позволяет осуществить реализацию системы траекторной фильтрации с минимальными вычислительными затратами.

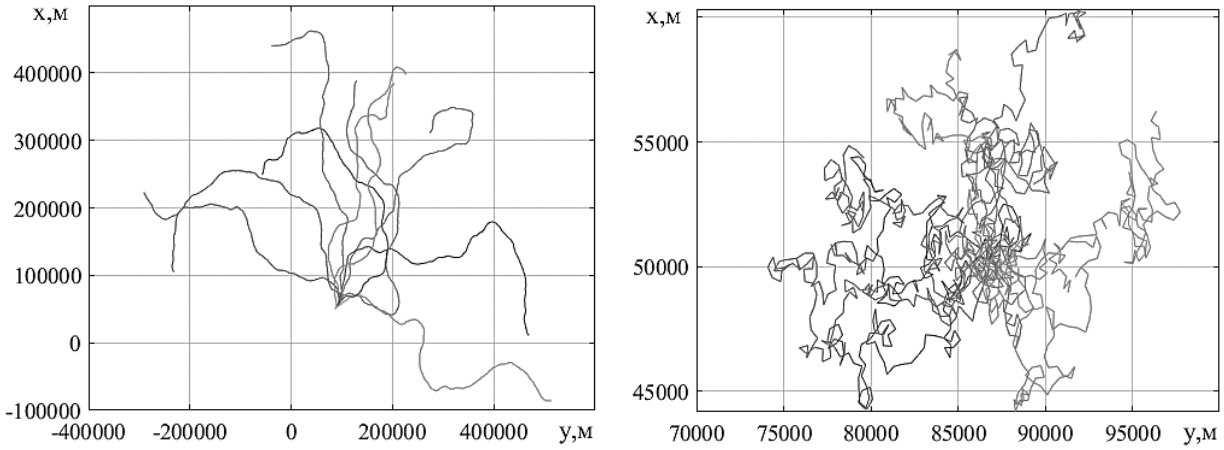
В ходе исследований [1-2] установлено, что применение алгоритмов траекторной фильтрации в связанной системе координат приводит к выигрышу в точности оценивания параметров движения цели. Однако эффективность предложенных фильтров при сопровождении маневрирующих целей не оценивалась. При этом отдельный интерес представляет сопровождение целей, способных совершать быстрые маневры. К таким маневрам можно отнести движение с быстрым набором скорости при выполнении маневров по курсу ($V = 900$ м/с, $a = 5$ м/с^2, $v_K = 3$ град/с) (рисунок 1а), а также движение с частой сменой курса на относительно небольших скоростях ($V = 100$ м/с, $a = 0$ м/с^2, $v_K = 20$ град/с) (рисунок 1б) [5].

Для исследования эффективности алгоритмов в связанных координатах в среде MATLAB была разработана компьютерная модель, которая обеспечивает выполнение следующих функций:

– имитации траекторий движения воздушных целей с различным маневрированием;

– имитации наблюдений в сферических координатах от радиолокационной станции (РЛС) с заданными точностными характеристиками;

– сглаживания имитированных измерений от РЛС с использованием предложенных алгоритмов траекторной фильтрации;



а) б)

Рисунок 1 – Характерные траектории движения целей на плоскости

–

– расчета и отображения зависимостей корня из среднего квадрата ошибки оценивания координат, корня из среднего квадрата ошибки оценивания скорости и корня из среднего квадрата ошибки оценивания курса сопровождаемого объекта от времени.

Для имитации наблюдений за объектами в сферической системе координат использовалась следующая модель [6]:

$$\bar{z}_i = h\left(\bar{x}_i\right) + \bar{n}_i, \qquad (2)$$

где $\overline{z}_i = \left(z_{R_i} \quad z_{\alpha_i} \quad z_{\beta_i} \right)^T$, z_{R_i} – наблюдения по дальности; z_{α_i} – наблюдения по пеленгу; z_{β_i} – наблюдения по углу места,

$h(\overline{x}_i) = \begin{pmatrix} \sqrt{x_i^2 + y_i^2 + z_i^2} \\ \arctan \dfrac{y_i}{x_i} \\ \arctan \left(\dfrac{z_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \right) \end{pmatrix}$, $\overline{n}_i = \left(n_{R_i} \quad n_{\alpha_i} \quad n_{\beta_i} \right)^T$ – аддитивный шум с нулевым средним и ковариационной матрицей: $V_n = \begin{pmatrix} \sigma_R^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_\alpha^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_\beta^2 \end{pmatrix}$, σ_R – СКО источника наблюдений по дальности; σ_α – СКО источника наблюдений по пеленгу; σ_β – СКО источника наблюдений по углу места.

Однако применение фильтрации в связанных координатах предполагает наличие наблюдений в декартовой системе координат, поэтому перед началом траекторной обработки необходимо выполнить следующие преобразования:

$$\overline{z}_i' = \begin{pmatrix} z_{x_i} \\ z_{y_i} \\ z_{z_i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_{R_i} \cos z_{\alpha_i} \cos z_{\beta_i} \\ z_{R_i} \sin z_{\alpha_i} \cos z_{\beta_i} \\ z_{R_i} \cos z_{\beta_i} \end{pmatrix},$$

где z_{x_i} – наблюдения координаты x; z_{y_i} – наблюдения координаты y; z_{z_i} – наблюдения координаты z.

В результате модель наблюдений примет вид:

$$\overline{z}_{Di} = C\overline{x}_i + \overline{n}_{Di}, \tag{3}$$

где $C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$ – матрица преобразования наблюдений; $\overline{n}_{Di} = \left(n_{xi} \quad n_{yi} \quad n_{zi} \right)^{\mathrm{T}}$ – аддитивный шум с нулевым средним и ковариационной матрицей $V_{ni} = \begin{pmatrix} \sigma_{nxi}^2 & B_{xyi} & B_{xzi} \\ B_{xyi} & \sigma_{nyi}^2 & B_{yzi} \\ B_{xzi} & B_{yzi} & \sigma_{nzi}^2 \end{pmatrix}$, B_{xyi} – ковариация наблюдений по осям X и Y; B_{yzi} – ковариация наблюдений по осям Y и Z; B_{xzi} – ковариация наблюдений по осям X и Z; σ_{nxi} – СКО наблюдений координаты x; σ_{nyi} – СКО наблюдений координаты y; σ_{nzi} – СКО наблюдений координаты z [6].

В случае раздельного оценивания по координатам ковариационная матрица шума наблюдений имеет вид:

$$V_{ni} = \begin{pmatrix} \sigma_{nxi}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{nyi}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{nzi}^2 \end{pmatrix}.$$

В ходе исследования имитируемой РЛС, расположенной в начале координат, были заданы погрешности по дальности – 100 м, по пеленгу и углу места – 0,5 град [5]. Оцениваемые фильтры были настроены на сопровождение объектов, движущихся со средней скоростью 300 м/с, ускорением 5м/с^2 и скоростью изменения курса 5 град/с.

Для оценки эффективности исследуемых алгоритмов рассчитывались усредненные значения корня из среднего квадрата ошибки оценивания координаты x $(\hat{\sigma}_x, \text{м})$, корня из среднего квадрата ошибки оценивания скорости движения $(\hat{\sigma}_V, \text{м/с})$ и корня из среднего квадрата ошибки оценивания курса $(\hat{\sigma}_K, \text{град})$ сопровождаемого объекта. Усреднение $\hat{\sigma} = \sqrt{\dfrac{1}{N-1} \sum_{i=0}^{N} \left(\hat{x}_i - x_i \right)^2}$ производилось по 2000 реализациям. Полученные значения сравнивались с аналогичными показателями для АФ1.

В результате компьютерного моделирования были получены следующие результаты.

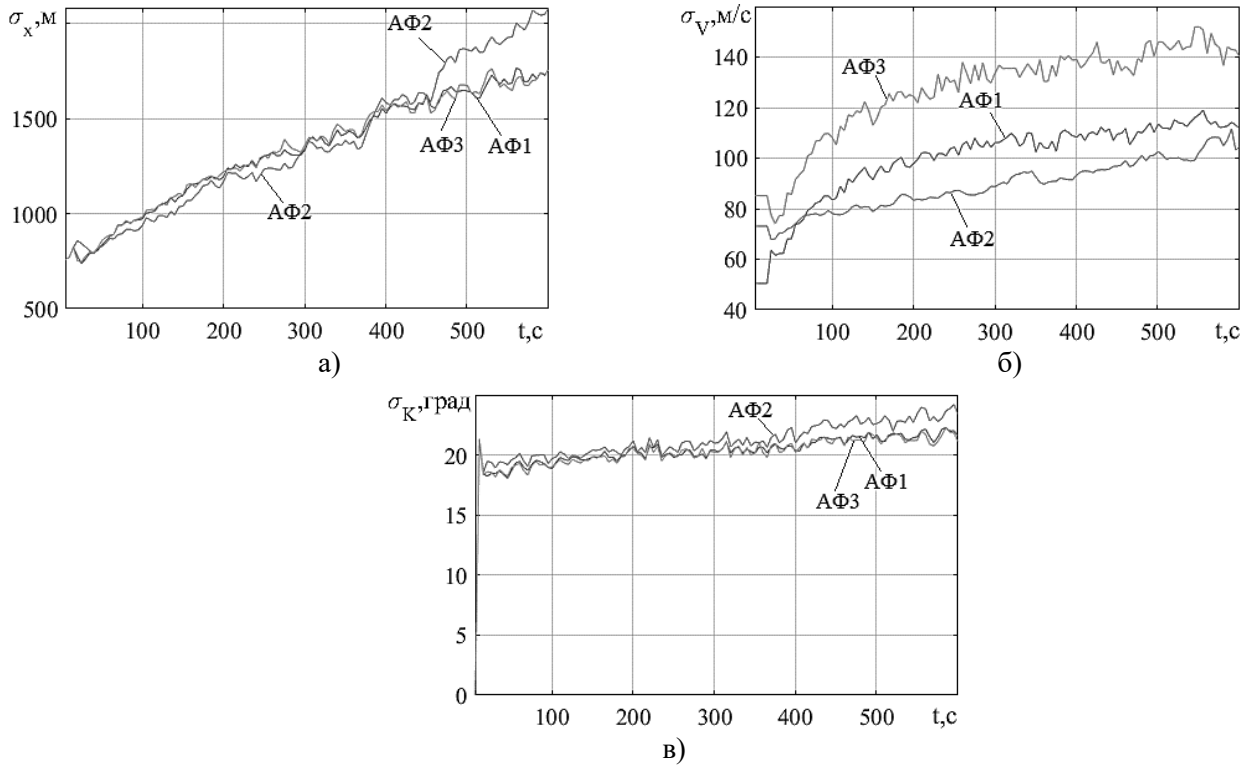
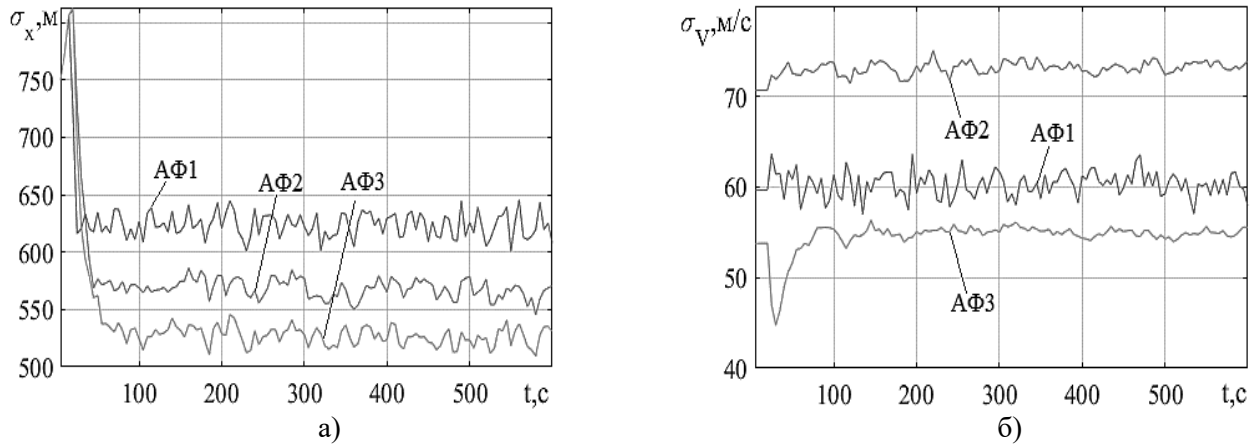
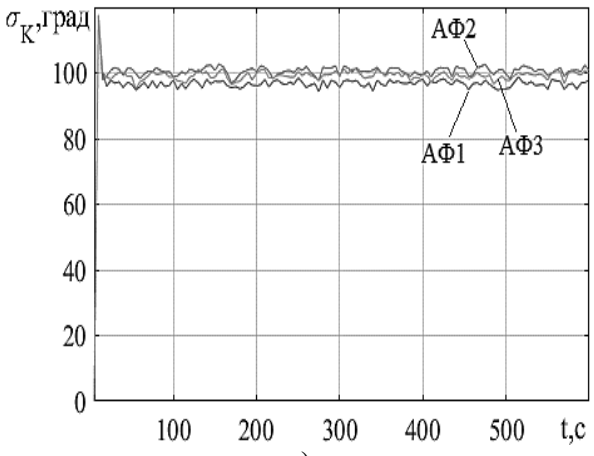


Рисунок 2. Погрешности оценивания координаты (а), скорости (б) и курса (в)

На рисунке 2 представлены зависимости, полученные при сопровождении цели, движущейся с быстрым набором скорости при выполнении маневров по курсу ($V = 900$ м/с, $a = 5$ м/с^2, $v_K = 3$ град/с). При таких начальных условиях погрешность оценивания координат для всех алгоритмов возрастает по мере удаления цели от РЛС (рисунок 2а). Алгоритмы АФ1 и АФ3 имеют близкую точность, а для АФ2 при дальности до цели менее 100 км появляется выигрыш относительно АФ1, значение которого достигает 5%. Однако при дальности более 100 км выигрыш сменяется проигрышем, величина которого достигает 25%. Такой результат объясняется погрешностью оценок курса (рисунок 2в). По представленным зависимостям можно сделать вывод, что все исследуемые алгоритмы имеют близкую точность, но при больших удалениях цели от РЛС АФ2 уступает другим алгоритмам около 5%. Однако при оценивании скорости АФ2 имеет выигрыш независимо от удаления цели от РЛС (рисунок 2б). Величина выигрыша составляет около 15%. АФ3 уступает АФ1 порядка 20%.

На рисунке 3 представлены зависимости, полученные при сопровождении цели, двигающейся с частой сменой курса на относительно небольших скоростях ($V = 100$ м/с, $a = 0$ м/с^2, $v_K = 20$ град/с).





в)

Рисунок 3. Погрешности оценивания координаты (а), скорости (б) и курса (в)

При таких начальных условиях наилучшую точность оценивания координат (рисунок 3а) демонстрирует АФ3 – выигрыш относительно АФ1 достигает 20%. АФ2 также превосходит в точности АФ1 – выигрыш составляет около 10%. Однако при оценивании скорости (рисунок 3б) АФ2 уступает другим фильтрам и проигрывает АФ1 порядка 20%. При этом АФ3 выигрывает относительно АФ1 приблизительно 10%. При оценивании курса (рисунок 3в) все исследуемые алгоритмы имеют близкие значения погрешностей с некоторым преимуществом АФ1.

На основании полученных результатов можно сделать вывод, что применение фильтрации в связанных координатах обеспечивает качественное оценивание параметров движения, в том числе при сопровождении быстро маневрирующих целей. При этом АФ2 при наилучшей точности оценивания скорости в условиях сопровождения высокоскоростных маневрирующих целей обеспечивает выигрыш в точности оценивания координат только на дальностях менее 100 км (величина выигрыша не превышает 5%). На больших дальностях АФ2 уступает другим исследуемым алгоритмам. При тех же условиях АФ3 уступает АФ1 только при оценивании скорости, а при сопровождении низкоскоростных интенсивно маневрирующих целей обеспечивает наименьшую погрешность оценивания траекторных параметров среди всех исследуемых фильтров. Вместе с тем, АФ3 имеет меньшие вычислительные требования и является наиболее простым в отладке, поэтому представляется более предпочтительным для применения в системах траекторной обработки радиолокационной информации.

Литература

1. Маттис А.В., Саверкин О.В. Эффективность траекторной фильтрации в связанных координатах // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2018. – №11. – С. 19-24.Васильев К.К., Саверкин О.В. Фильтрация траекторных параметров в связанных координатах // Радиотехника. – 2019. – №9(14). – С. 56-62.
2. Васильев К.К., Саверкин О.В. Анализ эффективности алгоритмов траекторной фильтрации в связанных координатах // Сборник докладов 2-й Всероссийской конф. СТОС-2019. М.: РНТОРЭС им.А.С. Попова, 2019. - С.164-169.
3. Васильев, К.К., Маттис А.В. Связанные стохастические модели движения радиолокационных целей // Автоматизация процессов управления. – 2017. – № 4(50). – С. 14−18.
4. Васильев К.К. Оптимальная обработка сигналов в дискретном времени: Учебное пособие. – М.: Радиотехника, 2016. – 288 с.
5. Фарина, А. Цифровая обработка радиолокационной информации / А. Фарина, Ф. Студер. – М.: Радио и связь, 1993. – 320 с.
6. Васильев К.К., Лучков Н.В., Саверкин О.В. Сравнительный анализ алгоритмов траекторной фильтрации // Радиотехника. – 2017. – №6. – С. 27-31.

ANALYSIS OF THE EFFECTIVENESS OF TRAJECTORY FILTRATION ALGORITHMS FOR MANEUVERING TARGETS TRACKING

Eng.D., Prof. Vasiliev, K.K.[1], Eng.Ph.D. Mattis A.V.[2],
post-graduate student Saverkin O.V.[2]

[1]Ulyanovsk state technical university
[2]FRPC JSC «RPA «Mars» (Ulyanovsk)

The work is dedicated to the study of trajectory filtering algorithms for maneuvering targets tracking. The results of comparative modeling of algorithm based on the known stochastic motion model and the proposed algorithms implemented in the body-fixed frame are presented. It is established that for the highly manoeuvrable targets use of the filtering with adjustment in body-fixed coordinates is more effective. In addition, use of the trajectory filter with separate estimation for each coordinate provides quality trajectory parameters estimation even for poor productivity trajectory processing systems.

_____ ◆ _____

ХАОТИЗАЦИЯ КВАДРАТУРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СИГНАЛА В МОДУЛЬНЫХ ПРИЁМНИКАХ

проф., д.т.н. Горбунов Ю.Н.[1,2], асп. Силаев С.А.[1,3]

[1]Российский Технологический Университет
[2]Фрязинский филиал Института Радиотехники и Электроники им. В.А. Котельникова РАН
[3]АО «Научно-производственное предприятие «Исток» им. А.И. Шокина»

Анализируется способ уменьшения потерь в области принятия решений в модульных приёмниках при технических ограничениях, когда уменьшение потерь выполняется за счёт хаотизации фазы сигнала по методу Монте-Карло с последующим усреднением и использованием минимаксного критерия. Рассмотрены различные способы аппроксимации области принятия решений вплоть до бинарного квантования (случая отсутствия квадратурного канала). Проведено сравнение потерь в области принятия решений с хаотизацией фазы и без хаотизации. Выявлены достоинства применения хаотизации фазы, когда имеются аппаратные и ресурсные ограничения.

Введение. В настоящее время развитие цифровой обработки и модульных приёмников идёт по пути наращивания разрядности АЦП и ПЛИС для уменьшения влияния начальной фазы на качественные показатели приёмника, а также - уменьшения потерь помехоустойчивости в приёмниках такого типа. Наращивание разрядности увеличивает потребление мощности, что в свою очередь является минусом для воздушных и космических носителей. Так, например, в источнике [1] говорится, что одной из основных перспектив в развитии космических средств радиотехнической разведки является уменьшение потребляемой мощности без снижения технических характеристик за счёт применения новых технологий. Повышение разрядности АЦП эквивалентно уменьшению дискретности квантования по фазе Δ_φ. В условиях отсутствия одной квадратуры максимальное значение $\Delta_\varphi = \pi/2$. При квантовании фазы на Куровней $\Delta_\varphi = \pi/К$.Грубое квантование фазы при К $\geq$2 приводит к потерям.

Уменьшение потерь в области принятия решений. В источнике [2] говорится, что в приёмнике с оптимальным алгоритмом, решение о наличии сигнала принимается тогда, когда конец вектора Zпопадает за пределы круга с радиусом Z_0, с центром в начале координат плоскости $z_1 O\ z_2$ (рисунок 1). Оптимальным алгоритмом считается извлечение корня из суммы квадратов корреляционных интегралов z_1 и z_2 каждого квадратурного канала. Как известно, возведение корреляционных интегралов в квадрат и последующее извлечение корня является трудоёмкой операцией, поэтому необходимо заменить их на более просто реализуемые операции: работа с модулями, суммированием, смещение запятой и т.п. Новому полученному алгоритму будет соответствовать своя допустимая область, отличная от круга (рисунок 1), где потери нового алгоритма по отношению к оптимальному будут тем больше, чем сильнее отличие его допустимой области от оптимальной.

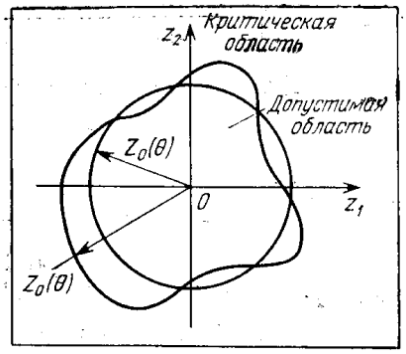
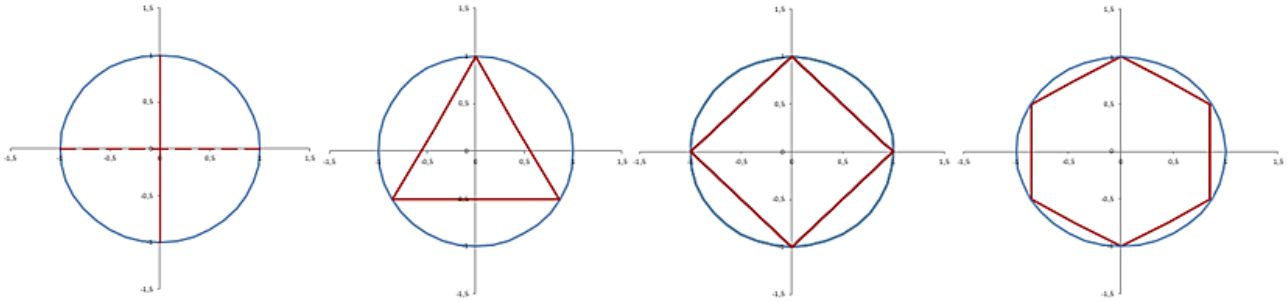


Рисунок 1. Область принятия решений.

В угоду простоты технических решений применяются упрощенные алгоритмы, которые аппроксимируют эту окружность линией, треугольником, квадратом и шестиугольником (рисунок 2).



а б в г

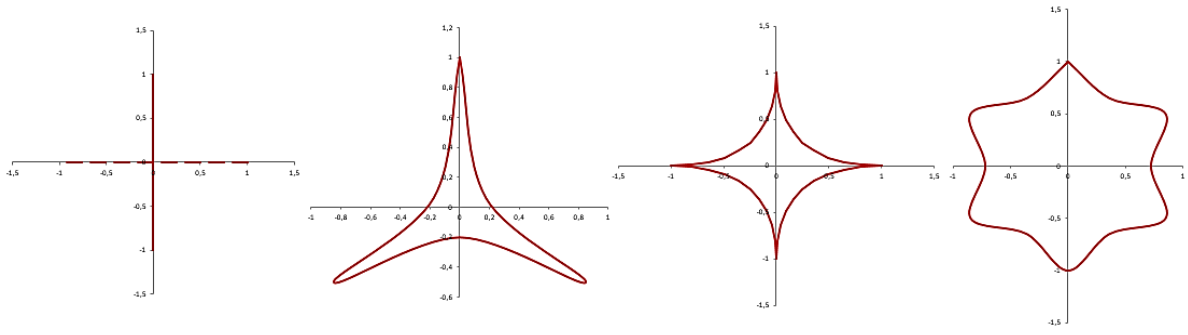
Рисунок 2. Область принятия решений, аппроксимируемая различными фигурами

При обнаружении сигнала в шуме в случаях отсутствия ограничения сигналов в приёмном устройстве удаётся обойтись числом K=4 (рисунок 2в). При наличии нелинейностей в РПУ и в условиях коррелированных помех K увеличивается до 8-16 [3,4]. Искусственный переход на малоразрядное квантование фазы (простое усечение) приводит к потерям.

Хаотизация квантования фазы. Уменьшение потерь, связанных с использованием цифровой обработки сигнал в условиях грубого (малоразрядного) квантования, теоретически обосновано в монографии [3].

Основной идеей данного доклада является практическая реализация хаотизации по случайному закону начальной фазы, с целью применить идею метода Монте-Карло для сглаживания ошибок аппроксимации окружности фигурами (рисунок 2) и уменьшения потерь. Сглаживание ошибок аппроксимации возможно только тогда, когда это позволяет выполнить время анализа (длительность разведываемого сигнала). То есть, чем больше объём выборки разведываемого сигнала, тем более точно мы аппроксимируем окружность фигурой, благодаря хаотизации фазы полученными выборками.

Для оценки потерь по мощности необходимо возвести в квадрат расстояние от каждой точки фигуры до центра аппроксимируемой окружности. После возведения в квадрат амплитуд, фигуры примут вид, как показано на рисунке 3.



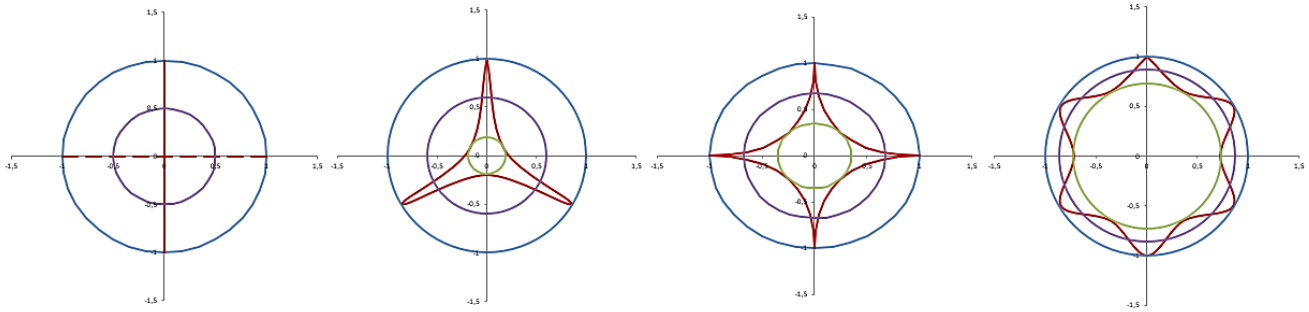
а б в г

Рисунок 3. Потери аппроксимируемой фигуры по мощности.

Без применения хаотизации и с малой разрядностью АЦП мы будем иметь большие провалы на выходе, т. к. как область принятия решения будет отлична от оптимальной окружности. Для треугольника (рисунок 4б), максимальные провалы равны 7 дБ, для квадрата (рисунок 4в) - максимальные провалы равны 4,5 дБ, а для шестиугольника (рисунок 4г) - провалы равны 0,6 дБ. Из рисунков видно, что при увеличении К потери уменьшаются. При большом количестве уровней квантования фазы К аппроксимируемая фигура приближается к оптимальной окружности. В наиболее интересном случае К=2 (рисунок 4а) диаграмма трансформируются в вертикальный диаметр (вытянутая окружность) по оси у и - в горизонтальный диаметр по оси х, для ортогонального случая. В этом случае минимальные потери равны 0 дБ, а максимальные - ∞ дБ (проявляется эффект «слепой фазы»).

При применении хаотизации (в предельном случае отсутствия шума приёмника) имеется возможность моделировать фазу по случайному закону, при помощи генератора случайных чисел (ГСЧ), который генерирует числа по методу Монте-Карло. Благодаря модуляции фазы аппроксимируемая фигура проходит множество значений (хаотически вращается) в заданном диапазоне. Вытянутая окружность вращается в диапазоне $[-\frac{\pi}{2};\frac{\pi}{2}]$, треугольник в диапазоне $[-\frac{\pi}{3};\frac{\pi}{3}]$, квадрат в диапазоне $[-\frac{\pi}{4};\frac{\pi}{4}]$, а шестиугольник вращается в диапазоне $[-\frac{\pi}{6};\frac{\pi}{6}]$. Исходя из этого, максимальные провалы в области принятия решения уменьшаются за счёт усреднения.

На рисунке 4 показаны аппроксимируемые окружность фигуры, при использовании хаотизации. Рандомизирующая случайная добавка имеет нулевое среднее и может быть учтена (при необходимости).



а б в г

Рисунок 4. Потери по мощности при использовании хаотизации фазы фигур

При вращении («джиттере») получаются окружность (огибающая) большого радиуса, где радиус равен расстоянию от центра координат до угла фигуры, а также огибающая меньшего радиуса, где радиус равен расстоянию от центра координат до центра стороны каждой фигуры. При использовании минимаксного критерия получается среднее значение (окружность среднего радиуса). Для «треугольника» К=3 (рисунок 4б) потери равны 2,25 дБ, для квадрата К=4 (рисунок 4в) потери равны 1,75 дБ, потери для шестиугольника К=6 (рисунок 4г) равны 0,63 дБ. Потери для бинарного случая К=2 (рисунок 4а) равны 3 дБ: негативный эффект «слепой фазы» устраняется. Для оценки эффективности принимается минимаксный критерий (хаотизация минимизирует максимальную ошибку).

Заключение. Данная работа показывает, что существует возможность перехода от высокоразрядных АЦП к малоразрядным. Придание нового качества – качества некой «аналоговости» цифровой обработки обеспечивается (как, впрочем, и в методе Монте-Карло) заданием вероятностной меры с помощью ГСЧ. Применение ГСЧ – стандартная операция «random», широко применяемая технике [6].При таком подходе, при выделении огибающей, можно избавиться от операций возведения в квадрат и извлечения корня, т.к. такие операции являются ресурсоёмкими. После перехода на малоразрядные АЦП оптимальная окружность аппроксимируется приближённой фигурой, что вносит потери в области принятия решений по сравнению с оптимальной окружностью, однако они уменьшаются за счёт хаотизации цифровой обработки. Такое решение обладает рядом преимуществ: уменьшение потребления тока, уменьшение частоты смен состояний цифровых автоматов и в ряде случаев – не применение неоправданного увеличения частоты дискретизации.

Достоинством работы является учёт технических ограничений, основанных на использовании грубых статистик. Благодаря хаотизации фазы потери аппроксимации уменьшаются: для бинарного случая до 3 дБ, треугольника – до 2,25 дБ, квадрата – до 1,75 дБ, шестиугольника – до 0,63 дБ. Эффект «слепой фазы» в схемах с одним квадратурным каналом (максимальные потери ∞ дБ) устраняется полностью.

Литература

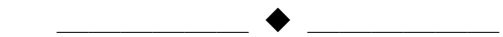
1. Изюмов Д.П., Кондратюк Е.Л. Перспективы развития космических средств радио- и радиотехнической разведки ведущих стран // Инноватика и экспертиза. 2017. № 2. С. 235-242.
2. патов В.П., Казаринов Ю.М., Коломенский Ю.А. и др. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах. Под редакцией Ю.М. Казаринова. М., «Сов. радио», 1975, 296 с.
3. Горбунов Ю.Н. Цифровая обработка радиолокационных сигналов в условиях использования грубого (малоразрядного) квантования: Монография / Федеральное космическое агенство, ФГУП «Центральный научно-исследовательский институт (ЦНИРТИ) им. Академика А. И. Берга» - М., 2007. – 87 с.
4. Лихарев В.А. Цифровые методы и устройства в радиолокации. – М: Сов. радио, 1973. – 456 с.
5. Пестяков В.Б. Фазовые радиотехнические системы. – М: Сов. радио, 1968. – 468 с.
6. Корн Г.А. Моделирование случайных процессов на аналоговых и аналого-цифровых машинах. – М: Мир, 1968. – 316 с.

THE RANDOMIZATION OF THE QUADRATURE SIGNAL TRANSFORMATIONS IN A MODULAR RECEIVERS

prof., doctor of technical sciences Gorbunov Yu.N.[1, 2], graduate student. Silaev S.A.[2, 3]

[1]Fryazino branch of the Institute of Radio Engineering and Electronics. V. A. Kotelnikov RAN
[2]Russian Technological University
[3]JSC "Scientific and production enterprise "Istok". A. I. Shokina»

The method of reducing losses in the field of decision-making in modular receivers under technical restrictions, when the loss reduction is carried out by randomizing the signal phase using the Monte-Carlo method, followed by averaging and using the minimax criterion, is analyzed. Various ways of approximating the solution area up to binary quantization (the case of the absence of a quadrature channel) are considered. A comparison of losses in the field of decision-making with and without phase randomization is made. The advantages of using phase randomization in the presence of hardware and resource limitations are revealed.



ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОЭЛЕКТРОННОМ ПОДАВЛЕНИИ: ОГРАНИЧЕНИЕ ПРЕДЕЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ

проф., д.т.н. Горбунов Ю.Н.[1,2], асп. Татаринов Д.И.[2,3]

[1]Фрязинский филиал Института Радиотехники и Электроники им. В.А. Котельникова РАН
[2]Российский Технологический Университет
[3]АО «Научно-производственное предприятие «Исток» имени А.И. Шокина»

В связи с необходимостью достижения оптимальной обработки сигналов в РЛС, обсуждаются методика и детали реализации её помехозащищённости в условиях радиоэлектронного подавления (РЭП) комбинированными пассивными (ПП) и активными (АП) помехами. Предполагается, что в РЛС применяется пространственно - временная (ПВ) обработка сигналов и варьируется порядок адаптивного цифрового фильтра (ЦФ), основанного на модели перестраиваемого ЦФ, часть ресурсов которого отводится на компенсацию коррелированных помех.

Введение. Радар реализует все возможности оптимальной (квазиоптимальной) обработки на фоне комплекса помех, а комплекс РЭП стремится нарушить его функции независимо от параметров

зондирующего сигнала, используя в самом общем случае технологию DRFM [4] запоминания обычных [1,2,3] или пространственных [8,9] частот (угловых направлений). Эта технология названа в [8,12] как технология DRFM - S. При анализе введём (комбинациями присутствия (отсутствия) активных и пассивных помех) – эти четыре комбинации индикаторных переменных, $\theta_{\text{ПП}} \in {}^{1}/_{0}, \theta_{\text{АП}} \in {}^{1}/_{0}$– и отметим, что каждая комбинация по-своему уникальна и требует специального анализа.

Приведём подробный анализ этих ситуаций, полагая, что для борьбы с этими помехами в РЛС предусмотрены системы защиты: 1. Системы СДЦ (в простейшем случае системы чересперiодной компенсации ЧПК – цифровые фильтры ВЧ невысокого порядка r = 1,2,3,…), для борьбы с пассивными помехами ПП; 2. Компенсаторы помех в РЛС с ФАР (аналогичные системы компенсации (вычитания - ЧПВ) сигналов, принятых несколькими антенными элементами ФАР [15] – по существу являющимися ЦФ невысокого порядка r = 1,2,3,…, для борьбы с активными помехами АП [12].

В системе по п.1 компенсируются коррелированные помехи от местных предметов за счёт постоянства (в долях λ) дальности, что эквивалентно постоянству фазы на выходе фазового детектора, позволяющей компенсировать коррелированные помехи схемами ЧПК. В частотной характеристике ЦФ СДЦ в этом случае формируются нули на нулевой скорости и кратных частоте повторения зондирующих импульсов в РЛС (стробоскопический эффект).

В системе по п.2 делается тоже самое, но - в области пространственных частот (угловых направлений) [8,9]. Сигналы АП коррелированы по пространству, т.к. за время пачки из N импульсов пеленг на источник излучения практически не меняется, даже для шумовой помехи.

Пространственно-временная адаптация РЛС к помеховой обстановке. Алгоритмы обработки сигналов в ситуациях «сигнал+шум» и «сигнал+помеха+шум» существенно отличаются между собой, хотя есть и много общего. «Общее» (по В.А. Котельникову [14]) обусловлено необходимостью использовать всю энергию сигнала Е путем выполнения операции накопления сигналов по временным и пространственным выборкам. В ситуации наличия П возникает необходимость их режекции: включения режекторного (обеляющего) фильтра - РФ,. По пространственно-угловым координатам: радар включает РФ - угловые компенсаторы помех для «пространственно-временного обеления» с последующего накопления сигнала, согласно [12, 18].

Учитывая, что помехи распределены по времени и пространству произвольным образом, радар по существу «не знает» достоверно факт присутствия помехи в каждом элементе разрешения. Следовательно, возможны ситуации включения компенсаторов помех и режекторных фильтров в «зоне шума», что приводит к потерям полезного сигнала, либо их не включения – в зонах помех, что приводит к ложным тревогам. При этом радар также использует ограничение размеров временных и пространственных выборок, порядка r компенсаторов помех. В любом случае это связано с потерями, которые должны быть уменьшены в РЛС, до того как будут использованы системой РЭП [13].

В развитие данного подхода в [12] был найден вариант построения РФ в аппаратуре СДЦ на основе стохастического ЦРФ со случайными весовыми коэффициентами, в котором адаптивно регулируется ЧХ ЦФ и варьируется его полоса режекции от максимально возможной до «нуля». В последнем случае в процессе адаптации ЦРФ к ПВ распределению помех он становится «прозрачным» для сигнала цели во всей полосе доплеровских частот, сохраняя при этом преимущество постоянство «фазовой» и «групповой» задержек [12,16,17].

Безусловно, и в этом случае также возникают ситуации «рассогласованной» фильтрации, однако это происходит «безболезненно». Тем не менее, теоретические вопросы стохастических ЦРФ до конца не исследованы и пока не получили широкого распространения.

Оставаясь в рамках традиционной концепции, далее отметим, что радиолокатор должен функционировать в условиях преднамеренных комбинированных помех – «АП+ПП». Индикаторные переменные соответственно принимают значения$\theta_{\text{АП}} = {}^{1}/_{0}, \theta_{\text{ПП}} = {}^{1}/_{0}$.. Энергетические и информационные потери «рассогласованной» фильтрации, когда $\theta_{\text{АП}}$и $\theta_{\text{ПП}}$ не совпадают с их оценками $\widetilde{\theta_{\text{АП}}} = {}^{1}/_{0}$ и$\widetilde{\theta_{\text{ПП}}} = {}^{1}/_{0}$требуют дополнительного анализа [12].

Методика учёта комбинаций индикаторных переменных. Оставаясь в рамках традиционной концепции, далее отметим, что радиолокатор должен функционировать в условиях преднамеренных комбинированных помех – «АП+ПП». Индикаторные переменные соответственно принимают значения$\theta_{\text{АП}} = {}^{1}/_{0}, \theta_{\text{ПП}} = {}^{1}/_{0}$. Энергетические и информационные потери «рассогласованной» фильтрации, когда$\theta_{\text{АП}}$и $\theta_{\text{ПП}}$не совпадают с их оценками $\widetilde{\theta_{\text{АП}}} = {}^{1}/_{0}$ и$\widetilde{\theta_{\text{ПП}}} = {}^{1}/_{0}$, требуют дополнительного анализа. Учитывая общность построения ЦРФ для обычных и пространственных частот, далее, методологически,

можно перейти к одной индикаторной переменной$\theta_П = {}^1/_0$, означающей наличие, или отсутствие сигнала помехи (любой) в анализируемом элементе разрешения.

Для полноты постановки задачи далее естественно вводится индикаторная переменная$\theta_с = {}^1/_0$, означающая наличие или отсутствие сигнала помехи в анализируемом элементе разрешения.

Пороговая обработка входных сигналов в автоматической системе на предмет обнаружения сигнала цели в РЛС предполагает проведение правдоподобных рассуждений относительно значений индикаторной переменных $\theta_с$и $\theta_п$ в наблюдаемой смеси «сигнал + помеха + шум». После сравнения отношения правдоподобия с порогом вырабатываются решения в пользу гипотез о наличии в принимаемой смеси сигнала и помехи, т.е. вырабатываются оценки $\theta_с^*$, $\theta_п^*$ индикаторных переменных $\theta_с$и $\theta_п$.Оценки $\theta_с^*$- есть принимаемое решение в пользу обнаружения цели, а $\theta_п^*$ статистика для построения «карты помех», предназначенной для управления параметрами цифровой обработки [16] при адаптации.

Возможные 16 комбинаций индикаторных переменных для рассматриваемой задачи приведены в таблице 1, где приняты следующие обозначения состояний, пронумерованных от 0 до 15: ПН – правильное не обнаружение (№ 0, 2, 8, 10); ЛТ – ложная тревога (№1, 3, 9, 11); ПЦ – пропуск цели (№ 6, 12); ПО – правильное обнаружение (№ 5, 7, 13, 15); ЛПС – ложное перестроение структуры (№2, 3, 6, - потери δ_1); ВПЛТ – возрастание потока ложных тревог (№ 8, 9, 12, 13 – потери δ_2), ППС – правильное перестроение структуры (№10, 11, 14, 15 – потери δ_3).

Таблица 1.

Комбинации индикаторных переменных: №№кодов, Булева диаграмма состояний, аббревиатура, потери.

№№ кодов	$\theta_п$	$\theta_с$	$\theta_п^*$	$\theta_с^*$	Состояния, аббревиатура, потери
0	0	0	0	0	ПН
1	0	0	0	1	ПН, ЛПС-δ_1
2	0	0	1	0	ЛТ
3	0	0	1	1	ЛТ, ЛПС-δ_1
4	0	1	0	0	ПТ
5	0	1	0	1	ПО
6	0	1	1	0	ПТ, ЛПС-δ_1
7	0	1	1	1	ПО, ЛПС-δ_1
8	1	0	0	0	ПН, ВПЛТ-δ_2
9	1	0	0	1	ЛТ, ВПЛТ-δ_2
10	1	0	1	0	ПН, ППС-δ_3
11	1	0	1	1	ЛТ, ППС-δ_3
12	1	1	0	0	ПТ, ВПЛТ-δ_2
13	1	1	0	1	ПО, ВПЛТ-δ_2
14	1	1	1	0	ПТ, ППС-δ_3
15	1	1	1	1	ПО, ППС-δ_3

Методика учёта комбинаций индикаторных переменных предполагает нахождение энергетических потерь δ_i, i = 1,2,3.

Оценка энергетических потерь δ_i. Проанализируем энергетические потери обработки сигнала δ_i, i = 1,2,3.

Энергетические потери δ_1 возникают при включении режима компенсации помех в «Зоне шума», которые составляют 0 дБ; 3,0 дБ; 4,7 дБ; 6 дБ для r = 0, 1, 2, 3 – соответственно при $\theta_с = 0$ [12].Энергетические потери δ_2 возникают при отключении режима компенсации помех в «Зоне помех», которые могут составить ∞ дБ, поскольку в этом случае система ЦО не выполняет своих функций, что приводит к возрастанию потока ложных тревог до предельной, соответствующей потоку ложных тревог с каждого элемента разрешения по дальности и пеленгу.

Энергетических потерь δ_3 в зоне помех при отсутствии цели ($\theta_с$= 0) не возникают при включении режима компенсации помех в «Зоне помех», поскольку в этом случае система ЦО выполняет свои основные

функции, что в общем случае не приводит к возрастанию потока ложных тревог, поскольку алгоритм обработки сигнала в системе ЦО согласован с исходной моделью, положенной в основу её проектирования.

Заключение. Анализ особенностей работы РЛС в условиях ПП показывает, что частотная (скоростная) характеристика РЛС должна быть равномерной, в связи с чем параметры АП достаточно выбирать на основе запоминания частоты по технологии DRFM. При наличии ПП параметры АП могут выбираться с учетом окон повышенной чувствительности скоростной характеристики РЛС, положение которых задается совокупностью параметров λ и Т, определяемых в ходе оперативной РТР.

Предполагается, что в РЛС применяется пространственно - временная (ПВ) обработка сигналов и варьируется порядок адаптивного цифрового фильтра (ЦФ), основанного на модели перестраиваемого ЦФ, часть ресурсов которого отводится на компенсацию коррелированных помех. Производится оценка потерь для различных комбинаций индикаторных переменных θ_i=1/0 (наличия - отсутствия i – й помехи), реализующих выполнение противоречивых требований радиолокации и РЭП. При технических (апертурных и ресурсных) ограничениях предложено применять формирование и обработку сигналов путём запоминания и перестройки несущей частоты САП в точки максимумов наносимого ущерба: рефлексивно, на основе технологии DRFM.

Литература

1. Lowenchuss O. «Когерентная ВЧ память – новое средство для обработки сигналов» - IEENEACON-80, Dayton, Proc.p. 1194-1199 пер. №81/42813 в фонде ГПНТБ.
2. Lowenchuss O., Bruce E/Gordon «Digital memory system» - US patent №4280219, Jul.21.1981.
3. Уолтер Ларри «Разработка нового авиационного оборудования» - Электроника, 1986, №10, с.34.
4. Карманов Ю.Т., Рукавишников В.М., Шуняев М.И. «Исследование параметров цифровых устройств запоминания и воспроизведения радиосигналов» - Сборник научных трудов ЧПИ, 1980, с.70-76.
5. Карманов Ю.Т., Радионов В.В. «Цифровая обработка радиолокационных сигналов на фоне активных помех» - тезисы доклада НТК молодых ученых уральской зоны, Свердловск, 1974, с.15-17.
6. Карманов Ю.Т., Шунаев М.И., Рукавишников В.М., Хабин В.А. «Цифровой формирователь многократных ответных радиосигналов» - автроское свидетельство СССР №187159 с приоритетом от 5.11.80 г.
7. Ван Брант Л.Б. «Справочник по методам радиоэлектронного подавления и помехозащиты с радиолокационным управлением» - перевод под ред. К.И. Фомичева, П.М. Юдина, 1985 г.
8. Горбунов Ю.Н. «Технология цифрового запоминания пространственных частот DRFM-S и перспективы ее внедрения в авионику нового поколения», Радиотехника – 2003, №1. – с. 67-72.
9. Горбунов Ю.Н., Галашин М.Е., Мельников М.Ю. «Оценка возможностей учета угловых направлений приема и излучения сигналов с использованием технологии цифрового запоминания частоты (DRFM)», вопросы радиоэлектроники. Сер. Системы и средства автоматизированной обработки информации и управления специальной техникой (СОИУ) – 2004, вып. 1 – с. 5-14.
10. Горбунов Ю.Н., Мартемьянов В.А. «Анализ эффективности систем СДЦ типа «режекторный фильтр – когерентный накопитель»» - тезисы докладов НТК по проблемам защиты РЛС от пассивных помех – М.: ВНИИРТ, 1984 – 1 с.
11. В.Е. Дулевич, А.А. Коростелев, Ю.А. Мельник и др. «Теоретические основы радиолокации», под ред. В.Е. Дулевича, учебное пособие, 1978. – 607 с.
12. Горбунов Ю.Н., Куликов Г.В., Шпак А.В. «Радиолокация: стохастический подход», монография, М.: Горячая линия – Телеком, 2018 г.
13. Горбунов Ю.Н., Акопян Г.Л. «Пространственно-временная обработка сигналов в радиолокации и радиоэлектронном подавлении: ограничение возможностей», журнал радиоэлектроники, 2019 (6).
14. Котельников В.А. «Теория потенциальной помехоустойчивости» - М.: Госэнергоиздат, 1956 г., - 152 с.
15. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. «Адаптивные антенные решетки: введение в теорию», пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986 г. – 448 с.
16. Ричард Лайонс «Цифровая обработка сигналов: Второе издание» пер. с англ. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006 г. – 656 с.: ил.

17. Айфичер Эммануил С., Джервис, Барри У. «Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-у издание» пер. с англ. – М.: издательский дом «Вильямс», 2008. – 992с.: ил. – парад. Тит. Англ.
18. Горбунов Ю,Н. «Цифровые системы СДЦ» - Челябинск: ЧПИ, 1985. – 84с.
19. Горбунов Ю.Н. «Цифровое устройство создания активных помех» - патент на изобретение №2349926 по заявке №2007130936 с приоритетом изобретения 13.08.2007 г.

DIGITAL SIGNAL PROCESSING IN RADAR AND RADIO ELECTRON SUPPRESSION: LIMITING LIMIT OPPORTUNITIES

prof., doctor of technical sciences Gorbunov Yu.N.[1, 2], graduate student. Tatarinov D.I.[2, 3]

[1]Fryazino branch of the Institute of Radio Engineering and Electronics. V. A. Kotelnikov RAN
[2]Russian Technological University
[3]JSC "Scientific and production enterprise "Istok" A. I. Shokina»

In connection with the need to achieve optimal signal processing in the radar, the methodology and details of the implementation of its noise immunity under conditions of electronic suppression combined passive and active interference are discussed. It is assumed that the radar uses spatial - temporal signal processing and varies the order of the adaptive digital filter (DF) based on the model of a tunable DF, some of which is devoted to the compensation of correlated interference.

_____ ◆ _____

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СПЕЦИАЛЬНЫХ РАДИОСИСТЕМАХ

к.т.н., доц. Велигоша А.В., студ. Бойко А.С., студ. Корнилов А.С.

Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого

В докладе показано, что одним из основных направлений повышения эффективности специальных радиосистем является переход к технологиям SDR и когнитивного радио. Программно определяемое радио это технология, позволяющая с помощью программного обеспечения устанавливать или изменять рабочие радиочастотные параметры, тип модуляции или выходную мощность радиосредства. Такая радиосистема подстраивается под условия радиолинии и обеспечивает повышение помехоустойчивости и следовательно надежности связи. Дальнейшее повышение эффективности ведения радиосвязи возможно на основе использования технологии когнитивного радио. При этом целесообразно использовать интеллектуальные системы с машинным обучением и базы знаний, являющейся элементом ядра когнитивной радиосистемы. При возникновении коллизий предлагается проводить пополнение базы знаний на основе использования мощного в плане обнаружения новых знаний поискового алгоритма. Алгоритм поиска должен обладать механизмом решения задач оптимизации и моделирования путем последовательного подбора, комбинирования и вариации искомых параметров конкретной радиосистемы.

Повысить эффективность использования спектра позволяет механизм динамического управления, согласно которому вторичным пользователям (не закрепленным за данным частотным диапазоном) предоставляется возможность передавать сообщения в диапазоне первичных пользователей в то время, пока этот диапазон не занят штатной работой передающих устройств. Вместе с тем необходимо отметить, что сам по себе механизм динамического управления спектром весьма сложен технически и может применяться только в так называемых интеллектуальных радиосистемах [1].

Их отличительной особенностью является способность извлекать и анализировать информацию из окружающего радиопространства, предсказывать изменения канала связи и оптимально адаптировать услуги, предоставляемые абонентам сети к изменяющимся параметрам среды распространения радиоволн, помеховой обстановке и загрузке частотного диапазона. Уровень востребованности и дефицит радиочастотного ресурса определяют необходимость проработки различных подходов и технологических решений, направленных на повышение эффективности его использования. Эти решения связаны с

разработкой конгвитивных радиосистем. Особый интерес представляет внедрение этих разработок и решений в специальных радиотехнических системах.

При этом принципы когнитивности специальных радиосистем, включают в себя, прежде всего, вторичность использования радиочастотного спектра, а в технологическом смысле – их адаптивность в части реализации полос и номиналов радиочастот [2]. В [1,3] показано, что к системам когнитивного радио относятся радиосистемы, использующие технологию, позволяющую получать знания о своей среде эксплуатации и географической среде, об установившихся правилах и о своем внутреннем состоянии; динамически и автономно корректировать свои эксплуатационные параметры и протоколы, согласно полученным знаниям, для достижения заранее поставленных целей и учиться на основе полученных результатов.

Однако, как отмечают в Европейском институте электросвязи, имеющиеся технологии пока ещё не обеспечивают все необходимые требования для эффективного применения когнитивного радио [3,4]. Аппаратные средства специальных радиосистем прошли путь развития от аналоговых ламповых устройств до полупроводниковых, обеспечивающих аналоговую и цифровую обработку сигналов. В настоящее время средства специальных радиосистем находятся на этапе разработки и внедрения SDR-технологий (программно определяемого радио). Такой подход требует пересмотра принципов построения сетей радиосвязи и поиска путей формирования (построения) новых радиолиний специального назначения.

По терминологии международного союза электросвязи программно определяемое радио (SDR) - это радиосредство, использующее технологию, позволяющую с помощью программного обеспечения устанавливать или изменять рабочие радиочастотные параметры, включая диапазон частот, тип модуляции или выходную мощность. То есть большая часть функций, ранее выполнявшихся аппаратно, теперь реализуется программно. Применение SDR-технологии имеет следующие преимущества, показанные на рисунке 1.

Рисунок 1. Преимущества SDR-технологии

Унификация, означает, что одно и то же аппаратное устройство может быть использовано для выполнения различных функций. Для добавления или изменения существующего функционала необходимо создать новое (доработать) программное обеспечение, что значительно менее трудоемко и более дешевле, чем модернизация и внедрения новых аппаратных средств.

Адаптивность и помехозащищенность, что особенно важно в условиях воздействия естественных и искусственных помех позволяет проводить динамические изменения характеристик сигнала и эффективные алгоритмы ухода от помех, что значительно проще реализовать программно, чем аппаратно.

Расширяемая архитектура предполагает возможность внедрения новых алгоритмов и протоколов связи путем замены программного обеспечения и позволяет значительно сократить сроки модернизации средств специальной радиосвязи и своевременно реагировать на изменяющиеся условия и возможности противника по воздействию на систему радиосвязи.

Универсальность реализует возможность сопряжения с существующими средствами связи позволяет уменьшить проблемы обеспечения совместимости со старым парком, не вызывая необходимости одновременной замены номенклатуры радиосредств на узлах связи пунктов управления.

В современных условиях для создания эффективных специальных радиосистем, с использованием технологии программно определяемого радио необходимо решить задачи создания их критических элементов, к которым относятся входные аппаратные фильтры и усилители, аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, устройства цифровой обработки сигналов (цифровые сигнальные процессоры, программируемые логические интегральные схемы). От технических характеристик этих устройств зависит

качество сигналов, поступающих в устройство цифровой обработки и скорость цифровой обработки сигналов. Немаловажное значение имеют алгоритмы цифровой обработки, от эффективности, оптимальности и гибкости которых зависит большая часть функционала SDR устройства [5].

Можно показать особенности построения и функционирования приемных SDR устройства. В традиционном супергетеродинном приемнике обработка сигнала полностью производится электронными схемами. Частота сигнала понижается до промежуточной частоты, после чего производится обработка. Демодуляция и частично фильтрация сигнала производились в сигнальном процессоре. Современные АЦП намного быстрее, поэтому сигнальный процессор может выполнять больше функций. Принятый сигнал разделяется на две компоненты: синфазную (I) и квадратурную (Q), смещенную на 90^0. Схема современного SDR-приемника показана на рисунке 2. Входной сигнал усиливается малошумящим усилителем и делится на компоненты I и Q путем смешивания с сигналом гетеродина из синтезатора частот в ФАПЧ (для получения квадратурной компоненты он смещается на 90%). Частота гетеродина подстраивается под частоту сигнала, чтобы разность выходных сигналов смесителей была равна нулю в отсутствие модуляции. Для модулированного сигнала она равна сигналу основной полосы или исходному модулированному сигналу. Эта архитектура получила название прямое преобразование или преобразование с нулевой промежуточной частотой. После фильтрации сигналов основной полосы в ФНЧ они оцифровываются в паре АЦП. Далее в цифровом преобразователе частота сигнала понижается до рабочего диапазона сигнального процессора.

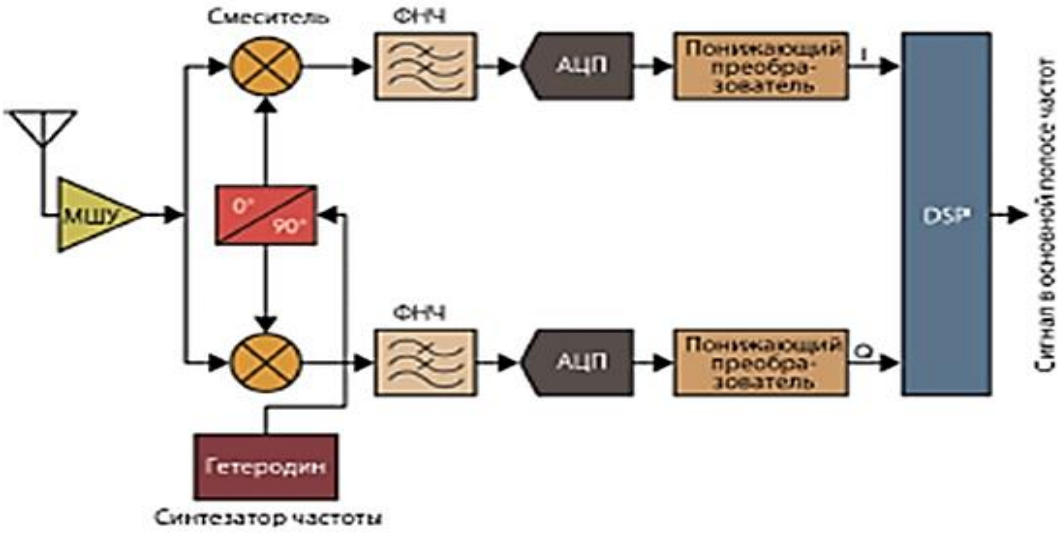


Рисунок 2. Схема современного SDR-приемника

В передатчиках и приемниках с SDR-технологией цифровым методом выполняются следующие функции: фильтрация (НЧ, ВЧ, полосовые и заграждающие фильтры), модуляция (AM, FM, PM, FSKM, BPSK, QPSK, QAM, OFDM), демодуляция, выравнивание, сжатие и восстановление, анализ спектра, предыскажение. Изменив программное обеспечение, радио перенастраивается на другую частоту и протокол передачи. Достоинство SDR заключается в простоте аппаратной части. Стандартные радиочастотные схемы сокращаются до минимума, их стоимость снижается.

Технология SDR рассматривается как замена аппаратных элементов радиосредств программными. Для создания радиосредства, способного, в совокупность с аналогичными радиосредствами, самостоятельно поддерживать функционирование радиосети в любых условиях обстановки, требуется реализация логики более высокого уровня. Для этого необходимо разработать ряд взаимосвязанных протоколов. В качестве базы для такого рода протоколов предполагается использовать технологию когнитивного радио. На рисунке 3 показаны уровни интеллектуальности специальных радиосистем и последовательность перехода к технологии когнитивного радио.

Рисунок 3. Уровни интеллектуальности специальных радиосистем

В соответствии с определением международного союза электросвязи под когнитивной радиосистемой понимается радиосистема, использующая технологию, позволяющую этой системе получать знания о своей среде эксплуатации и географической среде, об установившихся правилах и о своем внутреннем состоянии; динамически и автономно корректировать свои эксплуатационные параметры и протоколы, согласно полученным знаниям, для достижения заранее поставленных целей; и учиться на основе полученных результатов.

Реализация технологии когнитивного радио потребует создания и отработки новых алгоритмов, а возможно и новых подходов к проектированию радиосети позиционного района соединения. Не исключается возможность применения элементов машинного обучения и искусственного интеллекта, хотя эти технологии в отечественной промышленности еще находятся на этапе становления и не нашли широкого распространения. Общими принципами функционирования когнитивной радиосистемы (рисунок 4) являются анализ спектра, обработка информации, обучение на основе полученной информации, принятие решений о дальнейших действиях и непосредственно выполнение действий, направленных на сохранение связности в сети. Все указанные функции выполняются в соответствии с заранее определенными правилами, установленными протоколами функционирования радиосредств и радиосети в целом.

Рисунок 4. Общие принципы функционирования когнитивной радиосистемы

На рисунке 5 показаны функциональные связи при внедрении технологий SDR и когнитивной радиосистемы (CRS) в специальных радиосистемах.

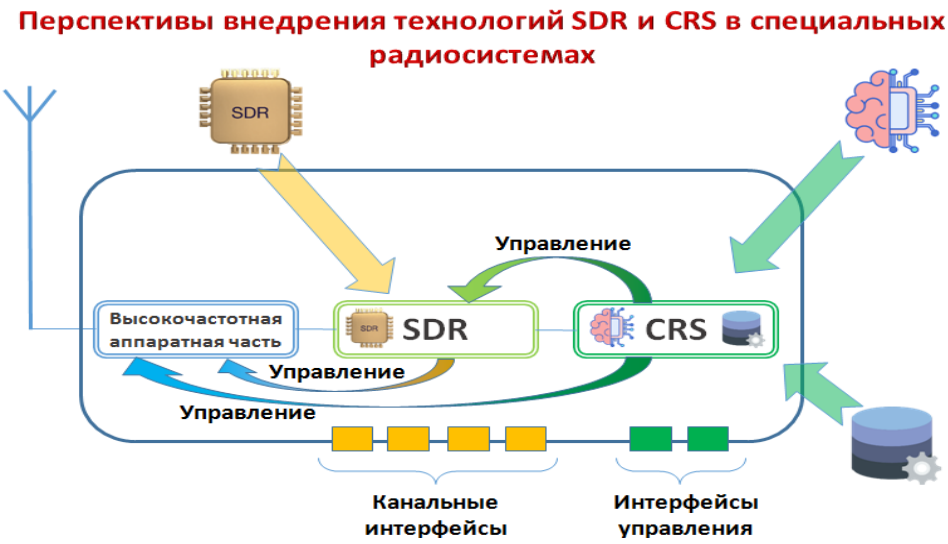


Рисунок 5. Функциональные связи при внедрении технологий SDR и когнитивной радиосистемы в специальных радиосистемах

Рисунок 6. Структура ядра когнитивной радиосистемы

На рисунке 6 представлен вариант структуры ядра когнитивной радиосистемы. В состав структуры ядра когнитивной радиосистемы входит когнитивный контроллер, который выступает в качестве планировщика для обработки ввода/вывода и синхронизации блоков системы. При реализации когнитивной радиосистемы, существует необходимость разработать интерфейс для обмена информацией между компонентами радиосистемы.

Для принятия решения в когнитивной радиосистеме возможно применение метода рассуждения на основе прецедентов. Применение его в интеллектуальных системах позволяет повысить эффективность принятия решений при возникновении проблемных ситуаций, для чего будет производиться поиск и адаптация принятых ранее решений для подобных проблемных ситуаций, которые были сохранены в базе знаний [6].

Анализ современных методов обработки сигналов позволяет сделать вывод о том, что существует объективная необходимость разработки и применения когнитивной радиосистемы в специальных радиосистемах. При этом обеспечивается не только эффективное использование диапазона частот, но и существенно повышается эффективность обработки сигналов.

Внедрение технологий SDR и когнитивной радиосистемы в специальных радиосистемах взаимосвязано, для создания радиосредства, способного самостоятельно поддерживать функционирование радиосети в любых условиях обстановки, целесообразно использовать протоколы, реализуемые на основе технологии когнитивного радио.

Рассмотренные особенности когнитивного радио: способность извлекать и анализировать информацию из окружающего радиопространства, предсказывать изменения канала связи и оптимально адаптировать услуги, предоставляемые абонентам сети к изменяющимся параметрам среды распространения радиоволн, помеховой обстановке и загрузке частотного диапазона позволят построить сети радиосвязи с заданными показателями качества.

Литература

1. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио. — М.: Горячая линия - Телеком, 2013. – 372 с.
2. Cognitive Radio Technology. Bruce Fette. Elsevier Science & Technology Books, 2006. 656 pags.
3. Слюсар, В.И. Военная связь стран НАТО: проблемы современных технологий.Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2008. - № 4. 66 - 71. Jones E., "The Application of Software Radio Techniques to Underwater Acoustic Communications", OCEANS 2007 - Europe, pp. 1- 6, (2007).
4. Когнитивное радио: новые подходы к обеспечению радиочастотным ресурсом перспективных радиотехнологий [Электронный ресурс] / Гурьянов // Электросвязь .- 2012 .- №8 .- С. 5-8. Режим доступа: https://rucont.ru/efd/428473.
5. Авдонин Д.В., Рындык А.Г. (НГТУ, г. Нижний Новгород). Интеллектуальные радиосистемы: когнитивное радио. – ВС/NW №1 (8): 6.1, 2006 г.

ANALYSIS OF SIGNAL PROCESSING METHODS IN SPECIAL RADIO SYSTEMS

cand. of techn. Sc. Veligosha A.V.,
student Bojko A.S., student Kornilov A.S.

Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great
(c. Serpukhov)

The report showed that one of the main directions of increasing the efficiency of special radio systems is the transition to SDR and cognitive radio technologies. Software-defined radio is a technology that allows you to use software to set or change the working radio frequency parameters, type of modulation, or output power of the radio. Such a radio system adapts to the conditions of the radio line and provides increased noise immunity and hence the reliability of communication. A further increase in the efficiency of radio communications is possible through the use of cognitive radio technology. In this case, it is advisable to use intelligent systems with machine learning and a knowledge base, which is an element of the core of a cognitive radio system. In the event of collisions, it is proposed to replenish the knowledge base based on the use of a powerful search algorithm in terms of detecting new knowledge. The search algorithm should have a mechanism for solving optimization and modeling problems by sequentially selecting, combining, and varying the desired parameters of a particular radio system.

САМОСИНХРОНИЗАЦИЯ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С КОДОВЫМ УПЛОТНЕНИЕМ ДАННЫХ

д.т.н., проф. Зеленевский В.В.[1], к.т.н.,
к.т.н. Зеленевский А.В.[2], асп. Черноусов М.С.[1]

[1] Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого в г. Серпухове
[2] АО «фирма НТЦ КАМИ»

В работе предложены структурные схемы передающего и приемного трактов цифровой системы передачи с кодовым уплотнением данных, реализующие самосинхронизации передатчика и приемника по тактовой частоте, с учетом степени влияния неточности синхронизации на помехоустойчивость приемника.

В работе [1] представлена схема тактовой синхронизации системы передачи данных. Ее особенностью является то, что синхронизация передатчика и приемника по тактовой частоте осуществляется по отдельному выделенному каналу. Для этой цели используется меандровая последовательность Уолша-Адамара. Однако, для цифровых систем передачи данных, которые осуществляют байтовую передачу

данных (число информационных бит $k=8$ должно быть равным последовательности Уолша-Адамара n), такой вариант не совсем удобен.

Самосинхронизация (синхронизация непосредственно по информационному цифровому сигналу) выглядит в такой задаче очень привлекательно [1, 4]:

– не нужно затрачивать временные (энергетические) или частотные ресурсы на передачу тактовой частоты;

– тактовая синхронизация возможна для любого типа сигнала.

Для этой цели предлагается следующая структурная схема передающего тракта (рис. 1).

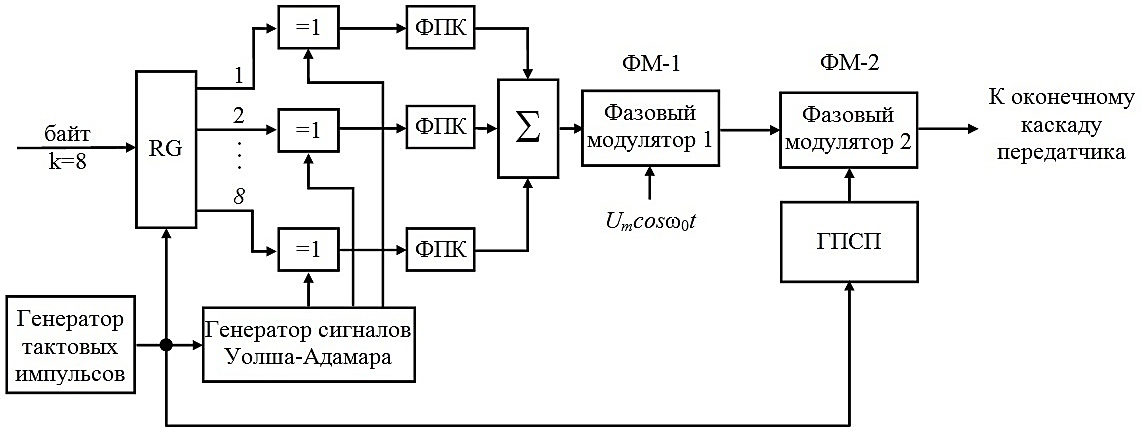


Рисунок 1 – Структурная схема передающего тракта

Входной байт ($k=8$) с помощью регистра сдвига RG преобразуется из последовательного кода в параллельный. Сумматоры по модулю два каждому двоичному символу ставят в однозначное соответствие свою последовательность Уолша-Адамара [3], формирователи полярного кода (ФПК) преобразуют унитарные символы в символы полярного кода $\{-1,1\}$, которые в дальнейшем суммируются (Σ) и образуют многоуровневый групповой сигнал, который подается на первый вход фазового модулятора $(ФМ-1)$, а на второй вход $ФМ-1$ подается гармонический сигнал $U_m \cos\omega_0 t$. На выходе $ФМ-1$ формируется сигнал с постоянной амплитудой и случайной фазой сигнала $\varphi(t)$, который поступает на первый вход второго фазового модулятора $(ФМ-2)$, на второй вход которого подается модулирующий двоичный сигнал генератора псевдослучайной последовательности $(ГПСП)$, имеющий длину $n=8$.

Задача приемного тракта состоит в том, чтобы из входного сигнала с псевдослучайной фазой выделить гармонический сигнал, содержащий групповой информационный сигнал и импульсы тактовой синхронизации (рис. 2).

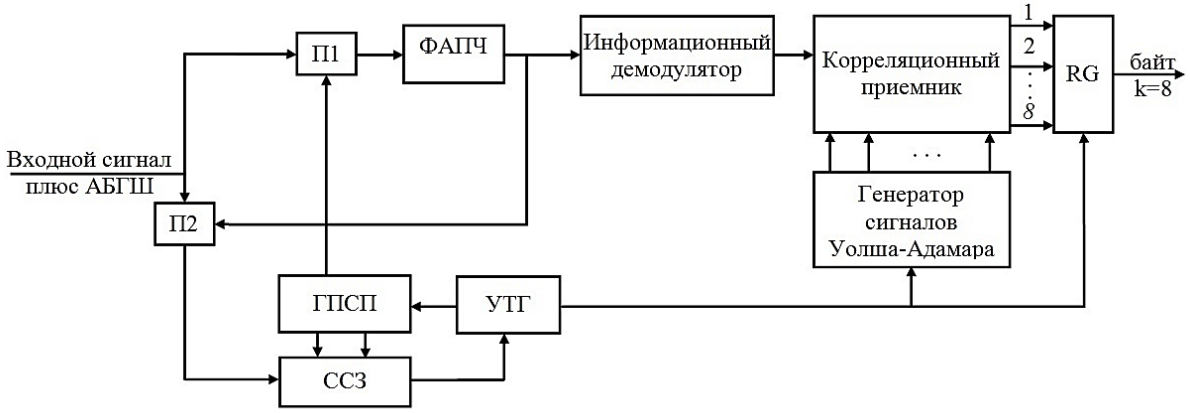


Рисунок 2 – Структурная схема приемного тракта

Для решения такой задачи приемный тракт содержит схему поиска сигнала по частоте в составе перемножителя $(П1)$ и устройства фазовой автоподстройки частоты $(ФАПЧ)$, на выходе которого выделяется гармонический сигнал со случайной фазой, который поступает на информационный демодулятор и далее на корреляционный приемник [3], а также схему поиска сигнала по временной задержке [2] в составе перемножителя $П2$, $ГПСП$, детектора задержки (схема слежения за задержкой – $ССЗ$), управляемого генератора тактовых импульсов $(УТГ)$, выходной сигнал которого управляет работой генератора сигналов Уолша-Адамара и регистра RG, на выходе которого формируется принятый информационный байт.

Вероятность битовой ошибки P_b (помехоустойчивость приемника) при наличии ошибок (x) тактовой синхронизации требует дополнительного исследования.

Известно [4], что основным критерием качества работы устройства тактовой синхронизации является степень его влияния на помехоустойчивость приемника.

В работе [3] получены выражения для оценки помехоустойчивости приемника группового сигнала с кодовым уплотнением данных. Плотность вероятности величины ошибки x достаточно точно определяется распределением Тихонова [4]:

$$P(x)=\frac{\exp\left[\cos 2\pi x/(2\pi\sigma_x)^2\right]}{I_0\left[\dfrac{1}{(2\pi\sigma_x)^2}\right]},$$

где σ_x - среднеквадратическое отклонение ошибки тактовой синхронизации (дисперсия ошибки);

I_0 - функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Зависимость $P_b = f(x)$ известна [4]:

$$P_b(x)=\frac{1}{4}erfc\left(\sqrt{h_b^2}\right)+\frac{1}{4}erfc\left[\sqrt{h_b^2}\left(1-2|x|\right)\right],$$

где $erfc(y)=\dfrac{2}{\sqrt{\pi}}\int\limits_y^{\infty} e^{-t^2}dt$.

Тогда вероятность битовой ошибки можно найти путем усреднения $P_b(x)$ по всем значениям x и получить выражение для помехоустойчивости в виде

$$P_b=\int P_b(x)P(x)dx.$$

Если величина $x=0$, то такая ситуация соответствует безошибочной синхронизации.

Будем считать, что типовое значение вероятности P_b (помехоустойчивости приемника) равно 10^{-3} при отношении сигнал/шум на символ $h_s^2=8$, что соответствует, при байтовой передаче, $h_b^2=1\equiv 0$ дБ. Следовательно, дополнительная ошибка из-за неточности тактовой синхронизации порядка 10^{-4} вполне допустима, что соответствует значению $x\le 0{,}1$. В данном случае $x=0{,}1\equiv 10\%$ логично считать границей работоспособности системы тактовой синхронизации в условиях гауссова радиоканала.

Увеличение значения *x* приведет к увеличению вероятности P_b.

Если величина P_b задана меньше 10^{-5}, то допустимое значение *x* не превышает 0,05.

Таким образом, предложены структурные схемы передающего и приемного трактов цифровой системы передачи с кодовым уплотнением данных, где реализуется самосинхронизация передатчика и приемника по тактовой частоте, а также установлена степень влияния неточности синхронизации на помехоустойчивость приемника.

Литература

1. Зеленевский В.В., Зеленевский А.В, Ржаных А.В., Шмырин Е.В. Тактовая синхронизация в системах передачи с кодовым ортогональным уплотнением данных//Научно-технический журнал «Известия Института инженерной физики», – 2019. –№4. – С.60-64.

2. Тузов Г.И., Сивов В.А., Прытков В.И. и др. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами/ Под ред. Г.И.Тузова. – М.: Радиосвязь, 1985.
3. Зеленевский В.В., Зеленевский Ю.В., Зеленевский А.В, Дурнов А.С. Статистические характеристики системы передачи с кодовым ортогональным уплотнением данных при воздействии гауссова шума // Элекстросвязь. – 2018. – №7. – С.42-45.
4. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Пер. с английского/ Под ред. В.В.Маркова. – М.: Связь, 1979.

SELF-SYNCHRONIZATION OF SIGNALS IN DIGITAL TRANSMISSION SYSTEMS OF THE DECAMETER RANGE WITH CODE DATA SEALING

Doct. of techn. Sc., prof. Zelenevsky V.V., cand. of techn. Sc. Zelenevsky A.V.,
graduate student Chernousov M.S.

Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great
(c. Serpukhov)

In work the skeleton diagrams of the transferring and receiving paths of a digital transmission system with code data compaction implementing self-clockings of the transmitter and the receiver on clock rate taking into account extent of influence of inaccuracy of synchronization on noise stability of the receiver are offered.

———— ◆ ————

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОЦЕССА ПРИЕМА СИГНАЛА КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В ВИДЕ ШПС-ФМ СОГЛАСОВАННЫМ ФИЛЬТРОМ В СИСТЕМЕ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ С ВРЕМЕННЫМ МНОГОСТАНЦИОННЫМ ДОСТУПОМ

Парфентьев А.А.[1], Бекренев С.А.[2], Голдобин М.В[1]

[1]Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого
[2]Межрегиональное общественное учреждение «Институт Инженерной физики»

Рассматривается подсистема кадровой синхронизации с ШПС-ФМ сигналом и согласованным фильтром в системе декаметровой радиосвязи с временным многостанционным доступом. Находится вероятность ввода отдельной абонентской станции в кадровый синхронизм по ШПС-ФМ сигналу в условиях воздействия БГШ, при этом учитывается вероятность пропуска сигнала кадровой синхронизации, вероятность его ложного формирования согласованным фильтром из БГШ, вероятность ложного формирования сигнала кадровой синхронизации из боковых лепестков АКФ ШПС-ФМ в зависимости от системных параметров данной системы радиосвязи. Приводятся результаты расчета, позволяющие найти оптимальный порог выделения сигнала кадровой синхронизации.

Радиосвязь между радиостанциями, работающими в декаметровом диапазоне и расположенными в зоне на расстояниях 100…500 км друг от друга, осуществляется с большими трудностями. Низкие надёжность и помехоустойчивость обусловлены известными свойствами распространения коротких волн [1].

Связь на декаметровых волнах осуществляется и благодаря земной волне, то есть волне, не отражённой от ионосферы, а распространяющейся вблизи земной поверхности. Такое распространение может иметь практическое значение лишь на расстояниях несколько десятков километров [2, 3]. Зона ДКМВ связи на расстояниях (от 120-150) км и далее (до 1000 и более) км существует, благодаря отражениям радиоволн от ионосферы. При этом углы излучения должны быть менее 90 градусов [1].

Таким образом, между зоной распространения земных волн и зоной, охватываемой распространением радиоволн, отражённых от ионосферы, ограниченной значениями критического угла, располагается зона, куда не доходят волны всех механизмов распространения. Эту зону называют зоной молчания. Из-за неё декаметровый диапазон нельзя использовать в региональных системах радиосвязи, обслуживающих территорию размером примерно 500х500 км, так как слишком многие из абонентов не могут устанавливать связь друг с другом. Кроме того, связь между абонентами, находящимися на расстоянии,

позволяющем пользоваться отражённой от ионосферы волной, получается очень ненадёжной, из-за нестационарности условий отражения в ионосфере.

Требование повышения надёжности зоновой КВ радиосвязи и расширения её функциональных возможностей привело к необходимости связываться АС через вынесенный из зоны ретранслятор, расположенный на расстоянии, близком к оптимальному, и играющий роль центральной программно-управляющей, распределительной, регенерационной и контролирующей станции.

На рисунке 1 представлены N - абонентских станций (АС) ($АС_1$ – абонентская станция первая, $АС_N$ – абонентская станция N-я), а также ВРП. Все АС и ВРП работают только на двух частотах. АС передают информацию на частоте f_1, а принимают информацию на частоте f_2. ВРП, в свою очередь, получает информацию на частоте f_1, а ретранслирует ее на частоте f_2. Каждая АС имеет источник сообщений (ИС) и получатель сообщений (ПС) (совокупность которых есть абонент), приемное устройство (ПРМУ) со своей антенной, передающее устройство (ПРДУ) со своей антенной, буферы для временного хранения сегментов информации, временной коммутатор, аналоговый согласованный фильтр (СФ), пороговое устройство (ПУ), генератор сигнала кадра (ГСК), временной распределитель, модулятор, демодулятор, вычислитель порога (вычислитель U_n), анализатор отношения сигнал/шум (анализатор h_0^2). ВРП имеет приемное устройство со своей антенной (ПРМУ), демодулятор, временной коммутатор, модулятор, передающее устройство со своей антенной (ПРДУ), генератор сигнала кадра (ГСК).

Суть режима временного разделения каналов в системе ДКМВ радиосвязи с ВРП состоит в том, что всё время работы приемо-передающего комплекса (ППК) делится на отрезки времени, являющиеся элементарными каналами, при этом информация от АС будет представлена в дискретной форме. На выходе ППК она будет представлять собой единый цифровой поток данных, информация абонентов в которых будет «упакована» во временные окна (тайм-слоты), структурированные во временном кадре. Длина кадра и временного окна во всей системе постоянна (рисунок 2). Данный поток будет доступен для приема всеми территориально распределенными АС. Временная форма представления информации абонентов в виде окон допускает простую реализацию коммутационного оборудования в сети.

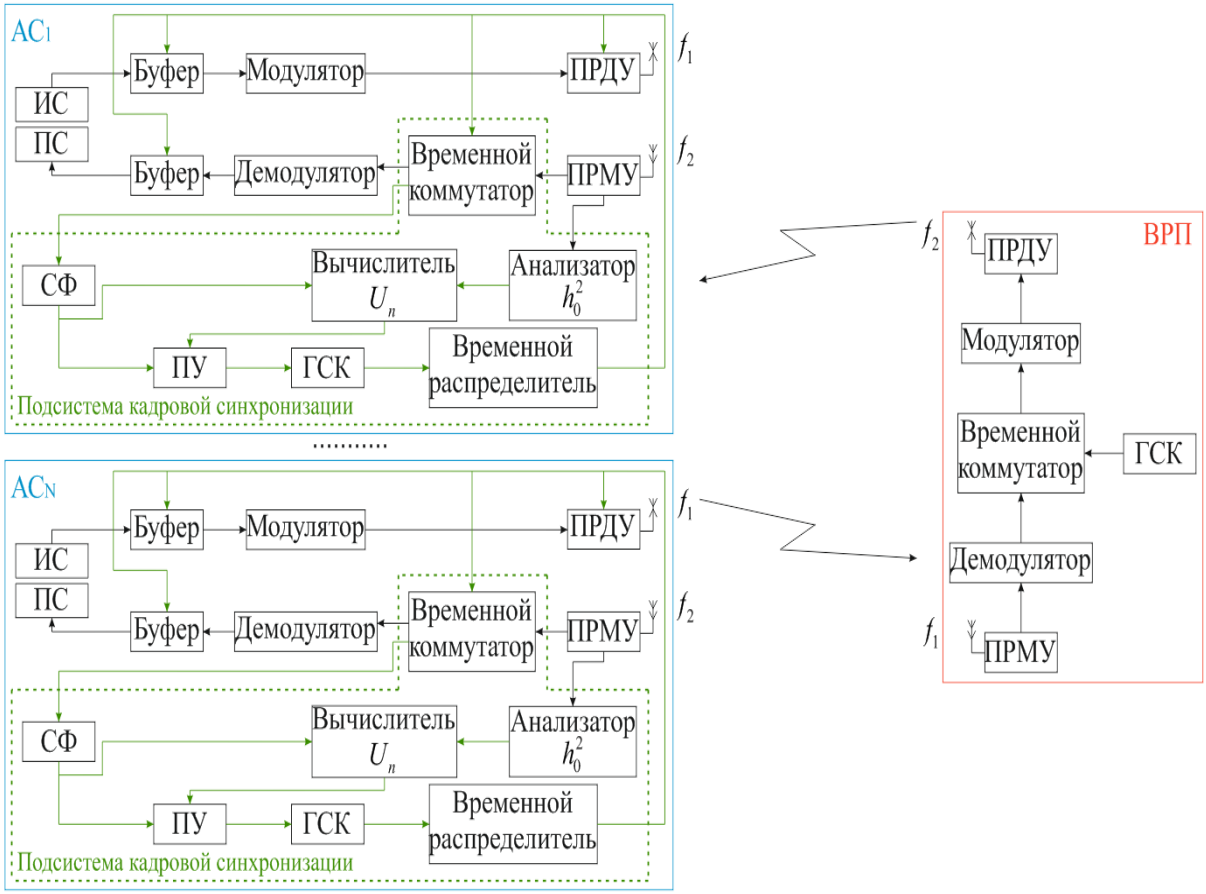


Рисунок 1 - Структурная схема ДКМВ радиосвязи с ВРП и ВМСД

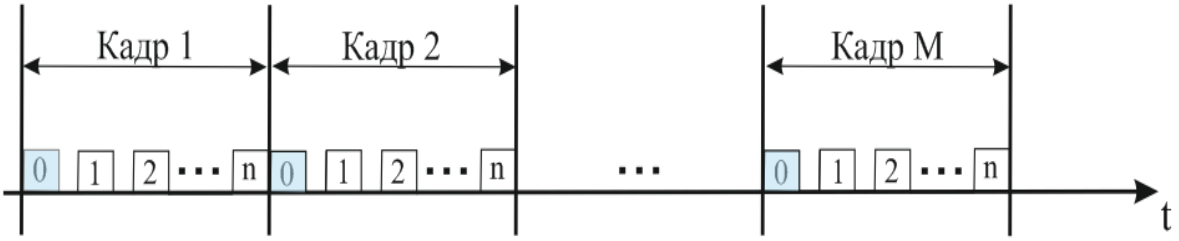


Рисунок 2 - Структура кадра при временном многостанционном доступе

Адресом того или иного канала являются номера временных окон в кадре, его формирующих. Минимальная скорость в такой радиосети (исходя из требований абонентов) должна быть 1200 бит/с.

Совместное функционирование совокупности абонентских станций (АС) с ВРП требует реализации метода многостанционного доступа (МСД), аналогично тому, как это реализуется в системах спутниковой связи [2, 3, 4]. При этом возможны три типа МСД: частотный МСД (ЧМСД), временный МСД (ВМСД), кодовый МСД (КМСД). Наиболее приемлемым методом МСД для системы ДКМВ радиосвязи с ВРП является ВМСД, так как он требует всего лишь двух частот, что важно в ДКМВ диапазоне.

Одной из значимых процедур, реализуемых в АС системы ДКМВ радиосвязи с ВРП, является введение в общий кадровый синхронизм всех АС между собой.

Одним из решений реализации процедуры кадровой синхронизации всех АС является централизованная выдача СКС генератором СКС, расположенным на ВРП (как показано на рисунке 1). Тогда генератор СКС, например, в нулевом окне каждого кадра выдает СКС всем АС зоны ДКМВ связи. Каждая АС, получив СКС, формирует кадровую последовательность по приему. При этом кадровая последовательность АС по передаче может быть сформирована двумя способами [7]:

1) Активным способом – путем формирования петли обратной связи через ВРП и компенсации фазового расхождения своего СКС с СКС ВРП.

2) Пассивным способом – путем учета времени задержки сигнала от АС до ВРП.

Как в первом, так и во втором случае необходимым условием кадровой синхронизации любой АС и по приему, и по передаче является достоверный прием СКС.

Целью исследования является нахождение зависимости вероятности ввода в кадровый синхронизм АС (приема СКС) от системных параметров рассматриваемой системы ДКМВ радиосвязи.

Известно, что в системах связи с ВМСД СКС представляется в виде широкополосного сигнала с фазовой манипуляцией (ШПС-ФМ), при этом прием ШПС-ФМ реализуется согласованным фильтром [3, 5]. Спецификой решения данной задачи является то, что, во-первых, ШПС-ФМ строятся на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП) и, во-вторых, на выходе СФ после обработки ШПС-ФМ имеется автокорреляционная функция (АКФ) ПСП, включающая основной и G боковых лепестков, наблюдаемых на фоне белого гауссовского шума (БГШ), источником которого является ПРМУ и внешние непреднамеренные излучения.

На рисунке 3 представлена подсистема кадровой синхронизации (КС), которая содержит временной коммутатор, согласованный фильтр (СФ), вычислитель порога (вычислитель U_n), анализатор отношения сигнал/шум (анализатор h_0^2), пороговое устройство (ПУ), генератор сигнала кадра (ГСК), временной распределитель.

Отметим, что анализатор отношения сигнал/шум на основе анализа смеси СКС+БГШ формирует величину h_0^2 и выдает ее для нахождения оптимального U_n^*.

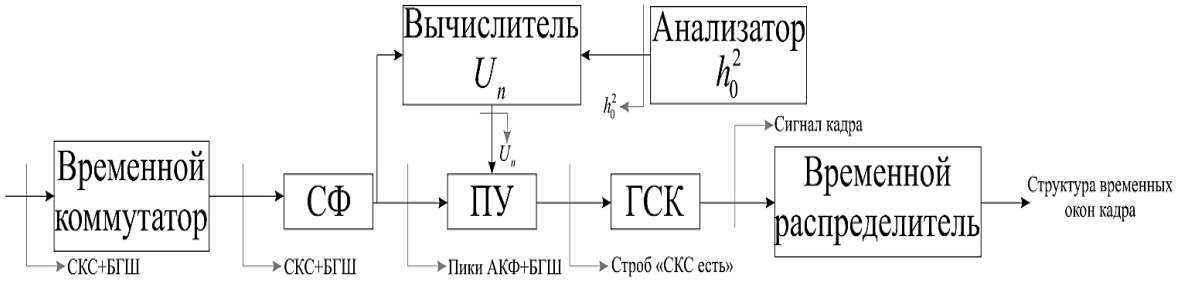


Рисунок 3 - Структура подсистемы кадровой синхронизации

Если на вход ПРМУ поступает СКС на фоне БГШ, то на выходе СФ имеются пики (G боковых и основной) АКФ СКС на фоне БГШ. Если на входе ПРМУ отсутствует СКС (имеется только БГШ), то на выходе СФ имеется обработанный СФ БГШ. Данные случаи показаны в виде временных диаграмм на рисунке 4.

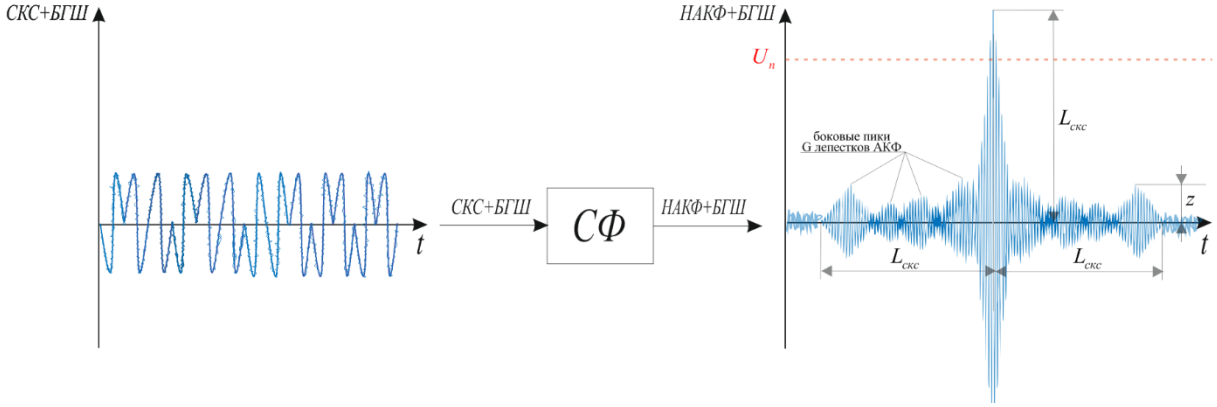
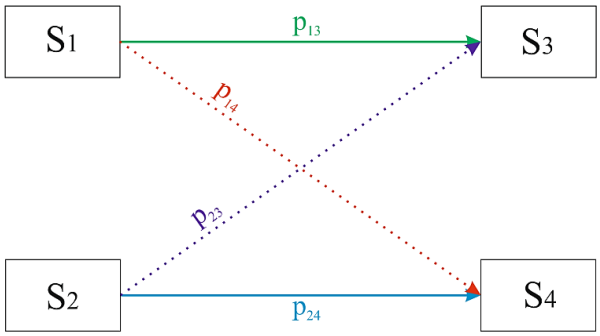


Рисунок 4 - СКС и БГШ на входе/выходе СФ

Ключевым параметром, определяющим факт наличия/отсутствия СКС по отклику на выходе СФ, является порог срабатывания U_n порогового устройства. Так как на входе ПУ всегда имеется БГШ, вынесение решения о приеме СКС (а соответственно, кадровой синхронизации) должно осуществляться на основе теории случайных процессов [6]. Тогда, если смесь «лепестки АКФ+БГШ» превысит порог U_n при наличии СКС, то будет принято решение о наличии СКС (ПУ в момент превышения порога выдаст сигнал «СКС есть» - верная синхронизация). Если смесь «лепестки АКФ+БГШ» не превысит порог U_n, то ПУ не выдаст сигнал «СКС есть» (пропуск СКС). Если БГШ превысит порог U_n при отсутствии СКС, то будет принято решение о наличии СКС (ПУ выдаст сигнал «СКС есть» - ложная синхронизация).

Отметим, что в момент превышения порога U_n ПУ выдает сигнал (строб) «СКС есть» - верная синхронизация, который поступает в генератор сигнала кадра (ГСК). При этом ГСК формирует кадровую последовательность, начало которой определяется стробом. Кадровая последовательность поступает во временной распределитель (ВР), который формирует во временные окна (ВО) кадра, назначенные данной АС, синхросигналы, активизирующие блоки, обеспечивающие ведение информационного обмена данной АС.

Наиболее опасными случаями являются случай ложной синхронизации и случай пропуска СКС. Общий результат проявления данных случаев будем называть несинхронизацией АС. Диаграмма состояний и вероятностей переходов процесса приема СКС в виде ШПС-ФМ на АС с помощью СФ представлена на рисунке 5.



S_1 – ВРП выдала СКС;

S_2 – ВРП не выдала СКС;

S_3 – АС приняла СКС от ВРП;

S_4 – АС не приняла СКС от ВРП.

Рисунок 5 - Диаграмма состояний и вероятностей переходов процесса приема СКС на АС

Вероятность несинхронизации согласно диаграмме (рисунок 5) равна:

$$Q_{общ.} = p_{14} + p_{23}, \quad (1)$$

где p_{14} - вероятность пропуска СКС ($Q_{проп.скс}^{БГШ+СКС}$), а p_{23} - вероятность ложного формирования СКС, определяемая как фактом ложного формирования СКС от БГШ ($Q_{лфскс}^{БГШ}$), так и фактом ложного формирования СКС от смеси боковых лепестков и БГШ ($Q_{лфскс}^{Glеп.+БГШ}$).

Итак, на выходе СФ имеется случайный процесс АКФ+обработанный БГШ. В ПУ устанавливается порог, превышение которого свидетельствует о приеме СКС или ложного СКС. Однако в момент превышения порога в сечении «поперек» случайного процесса имеется случайная величина, распределенная по закону смеси АКФ+БГШ, при этом АКФ есть детерминированная составляющая, определяющая математическое ожидание смеси в сечении. БГШ является случайным процессом, распределенным по нормальному закону с нулевым средним. Тогда вероятность непревышения сигналом кадровой синхронизации установленного порогового значения в СФ $Q(U < U_n)$ можно найти по табулированной функции Лапласа (выражение 2).

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{U_n} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \text{, где } t = \frac{U_n - m}{\sigma} \text{, т.е.} \quad (2)$$

$$Q(U < U_n) = \Phi(\frac{U_n - m}{\sigma}), \quad (3)$$

где U_n - пороговое значение, выставляемое в ПУ, m - математическое ожидание смеси на выходе СФ, σ - среднее квадратическое отклонение смеси СКС и БГШ.
Найдем вероятность ввода АС в кадровый синхронизм:

$$P_{кс} = 1 - Q_{общ.}, \quad (4)$$

где $Q_{общ.}$ - вероятность несинхронизации АС, включающая вероятность формирования ложного СКС из БГШ ($Q_{лфскс}^{БГШ}$), вероятность пропуска СКС ($Q_{проп.скс}^{БГШ+СКС}$), вероятность формирования ложного СКС на G лепестках АКФ ($Q_{лфскс}^{(Glеп.)}$).

Найдем вероятность формирования ложного СКС из БГШ ($Q_{лфскс}^{БГШ}$). Введем U_n как долю от максимума основного лепестка в виде величины k ($0 \le k \le 1$). Тогда:

$$Q_{лфскс}^{БГШ} = 1 - Q_{непр.пор.}^{БГШ} = 1 - \Phi[k\sqrt{2L_{скс}h_0^2}], \quad (5)$$

где $L_{скс}$ - длина СКС, h_0^2 - отношение сигнал/шум на входе СФ.

Найдем вероятность пропуска СКС ($Q_{проп.скс}^{БГШ+СКС}$):

$$Q_{проп.скс}^{БГШ+СКС} = \Phi[(k-1)\sqrt{2L_{скс}h_0^2}]. \quad (6)$$

Найдем вероятность формирования ложного СКС из одного лепестка АКФ СКС ($Q_{лфскс}^{(1леп.)}$):

$$Q_{лфскс}^{(1леп.)} = 1 - Q_{непр.пор.}^{(1леп.)} = 1 - \Phi[(k - \frac{z}{L_{скс}})\sqrt{2L_{скс}h_0^2}], \quad (7)$$

где z - значение пика бокового лепестка.

Определив вероятность формирования ложного СКС на каждом боковом лепестке АКФ, можно найти вероятность формирования ложного СКС на всех лепестках АКФ ($Q_{лфскс}^{(Glеп.)}$):

$$Q_{лфскс}^{(Глеп.)} = 1 - \prod_{глеп.=1}^{G} (1 - Q_{лфскс}^{(глеп.)}), \quad (8)$$

где G - количество лепестков в АКФ.

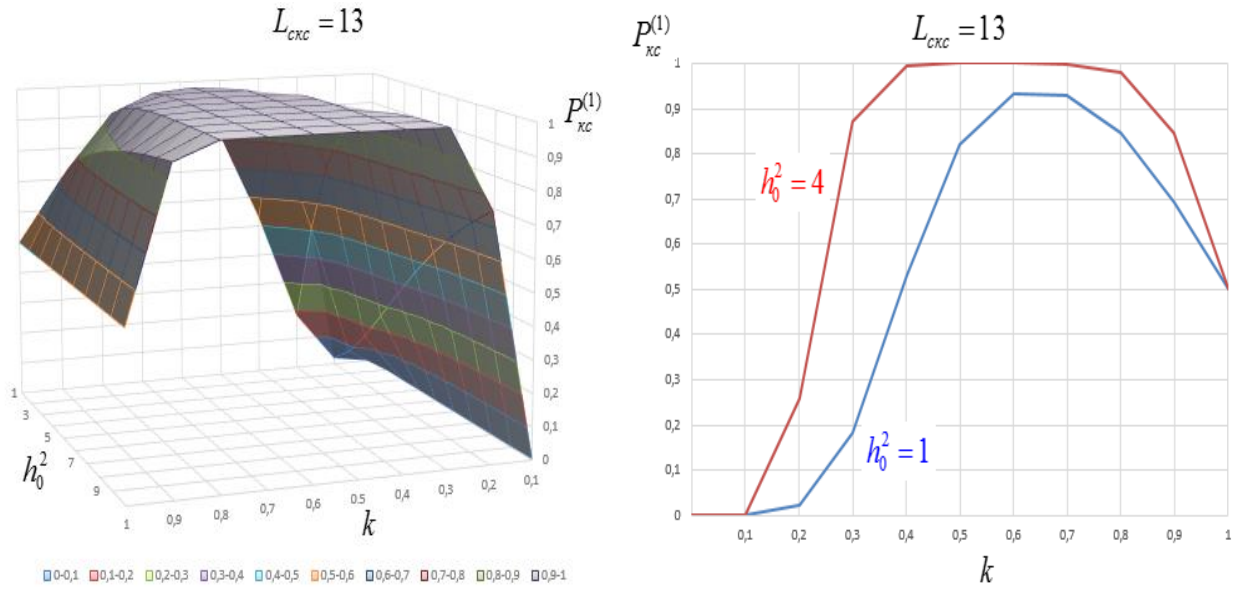
Зная вероятность формирования ложного СКС из БГШ и вероятность формирования ложного СКС из боковых лепестков АКФ, можно найти общую вероятность ложного формирования СКС:

$$Q_{лфскс}^{Глеп.+БГШ} = 1 - (1 - Q_{лфскс}^{БГШ})(1 - Q_{лфскс}^{(Глеп.)}). \quad (9)$$

Тогда вероятность несинхронизации, включающая вероятность формирования ложного СКС и вероятность пропуска СКС, будет равна:

$$Q_{общ.} = 1 - (1 - Q_{лфскс}^{Глеп.+БГШ})(1 - Q_{проп.скс}^{БГШ+СКС}). \quad (10)$$

Следовательно, вычислив вероятность несинхронизации, можно найти вероятность ввода в кадровый синхронизм АС (выражение 4).



а б

Рисунок 6 - Графики ввода в кадровый синхронизм одной АС

Таким образом, на базе разработанного научно-методического аппарата (выражения 1-10) были рассчитаны значения вероятности ввода АС в кадровый синхронизм. При этом использовались такие исходные данные: $L_{скс} = 13$ - ПСП Баркера; $1 \le h_0^2 \le 10$; $0.1 \le k \le 1$. Графики построены как в трехмерном (рисунок 6а), так и в двумерном варианте (рисунок 6б). Для двумерного варианта отношение сигнал/шум принималось равным $h_0^2 = 1$, $h_0^2 = 4$. На основе графиков были сделаны следующие выводы:

1) при фиксированной длине СКС и отношении сигнал/шум на входе СФ существует оптимальное U_n, доставляющее вероятности ввода в кадровый синхронизм в условиях действия БГШ максимум;

2) так как зависимость вероятности ввода в кадровый синхронизм в условиях действия БГШ есть непрерывная функция, имеющая один экстремум (максимум), то можно воспользоваться численными методами его нахождения, что позволит определять оптимальное U_n^* или (k^*), т.е.

$$k^* = \arg\max_{k^* \in (\overline{0,1})}(P_{кс}). \quad (11)$$

Литература

1. Головин, О.В. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи / О. В. Головин, С. П. Простов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 598 с.
2. Тузов Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов. – М.: Советское радио, 1977, с. 400.
3. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
4. Солодов А.В., Солодова Е.А. Системы с переменным запаздыванием. Книга для широкого круга специалистов, работающих в области проектирования систем управления и связи, а также для студентов втузов. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1980. – 384 с.
5. Диксон Р.К. Широкополосные системы: Пер. с англ./Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Связь, 1979. – 304 с.
6. Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория случайных процессов и ее инженерные приложения. – Учебное пособие для втузов. – М.: Высш. Шк., 2000. – 383 с.
7. Парфентьев А.А. Проблемные вопросы синхронизации абонентских станций системы ДКМВ радиосвязи с вынесенным ретранслятором, функционирующей в режиме временного многостанционного доступа [Текст] / А.А. Парфентьев // 74-я Всерос. конф. с междун. участ. «Научная сессия, посвященная Дню радио» (REDS-2019); Тр. Рос. науч.–техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – Москва: ООО «БРИС-М», 2019. – Вып. LXXIV. – С. 210 - 214.

INVESTIGATION OF PROBABILISTIC CHARACTERISTICS OF THE PROCESS OF RECEIVING A FRAME SYNCHRONIZATION SIGNAL IN THE FORM OF A SHPS-FM MATCHED FILTER IN A DECAMETER RADIO SYSTEM WITH TEMPORARY MULTI-STATION ACCESS

Parfentev A.A.[1], Bekrenev S.A.[2], Goldobin M.V.[1]

[1]Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great (c. Serpukhov)
[2]Institute of Engineering Physics (c. Serpukhov)

The subsystem of frame synchronization with a broadband fazomanipulirovanny signal and the coordinated filter in the system of a decameter radio communication with temporary multi-station access is considered. There is a probability of input of the certain subscriber station in a frame lock on a broadband fazomanipulirovanny signal in the conditions of influence of a white Gaussian noise, at the same time the probability of the admission of a signal of frame synchronization, probability of its false forming by the coordinated filter from a white Gaussian noise, the probability of false forming of a signal of frame synchronization from side lobes of autocorrelation function of a broadband fazomanipulirovanny signal depending on system parameters of this system of a radio communication is considered. The results of calculation allowing to find an optimum threshold of signal isolation of frame synchronization are given.

_____ ◆ _____

ПЕЛЕНГАЦИЯ ИОНОСФЕРНОГО ОБРАЗОВАНИЯ С МЕЛКОМАСШТАБНЫМИ НЕОДНОРОДНОСТЯМИ НА ОСНОВЕ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ GPS-МОНИТОРИНГА ИОНОСФЕРЫ

проф. Пашинцев В.П.[1], Песков М.В.[1], Солнцев К.П.[2]

1 - Северо-Кавказский федеральный университет,
2 - Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого

Разработан алгоритм определения координат области ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями по данным GPS-мониторинга. Он позволяет на основе данных об изменении среднеквадратического отклонения мелкомасштабных флуктуаций

полного электронного содержания ионосферы определить географические координаты и области ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями электронной концентрации на радиотрассе от навигационного космического аппарата до двухчастотного приемника GPStation -6 по данным непрерывного измерения полного электронного содержания ионосферы , а также угла возвышения и азимута навигационного космического аппарата.

Известно [1-4], что в трансионосферных радиоканалах могут наблюдаться интенсивные флуктуации фазы и амплитуды принимаемых сигналов (иначе, мерцания, замирания, сцинтилляции), которые обуславливают существенное (на порядки) снижение показателей качества спутниковых систем связи (ССС) и радионавигационных систем (СРНС). Причиной этого является образование в ионосфере областей с мелкомасштабными неоднородностями электронной концентрации (чаще всего – в районах экваториальных и полярных широт) [2-5]. Поэтому актуальной задачей является мониторинг пространственного положения мелкомасштабных ионосферных образований в целях прогнозирования показателей качества ССС и СРНС в районах экваториальных и полярных широт и выбора альтернативных радиотрасс.

Анализ причин возникновения ионосферных мерцаний в ССС показывает следующее [2-4, 6, 7]. Действие естественных возмущений в области экваториальных и полярных широт может вызывать появление специфических обширных (до 1000 км и более) ионосферных образований. Они состоят из мелкомасштабных неоднородностей (флуктуаций) электронной концентрации (ΔN_i) относительно среднего (фонового) значения ($\overline{N}$). Причем отношение $\Delta N_i / \overline{N}$ флуктуационной и регулярной составляющих электронной концентрации в мелкомасштабном ионосферном образовании $N = \overline{N} + \Delta N_i$ может превышать на 1-2 порядка это отношение в нормальной среднеширотной ионосфере (где $\Delta N_i / \overline{N}$=0,1...1%). Средняя электронная концентрация $\overline{N}$ изменяется с увеличением высоты (h), достигая максимального значения $\overline{N_m} \equiv \overline{N}(h_m)$ на высоте максимума ионизации слоя F ионосферы ($h = h_{max} \equiv h_m$). Измерение высотного профиля ионосферы $\overline{N}(h)$ до высоты максимума ионизации ($h = h_m$) можно осуществить по данным станции вертикального зондирования ионосферы (ВЗИ). Способ измерения высотного изменения мелкомасштабных флуктуаций электронной концентрации $\Delta N_i(h)$, в том числе на высоте максимума ионизации $\Delta N_i(h_m)$ по данным станции ВЗИ известен [8]. Однако на практике он не используется из-за сложности технической реализации. Кроме того, станция ВЗИ дает достоверные данные по измерению электронной концентрации $N(h) = \overline{N}(h) + \Delta N_i(h)$ в ограниченной области ионосферы над станцией радиусом примерно 500 км.

В настоящее время наиболее совершенными являются средства GPS-мониторинга ионосферы, т.е. пассивного мониторинга ионосферы с использованием двухчастотного приемника GPStation-6 спутниковой радионавигационной системы (СРНС) GPS [9, 10]. С его помощью можно получить данные о полном электронном содержании (ПЭС) ионосферы $N_T = \int N(h)dh$ на трассах распространения радиоволн (РРВ) от всех «видимых» навигационных космических аппаратов (КА) до наземного двухчастотного приемника GPStation-6 на удалении до 1000 км. Очевидно, что наличие в ионосфере мелкомасштабных флуктуаций электронной концентрации $N(h) = \overline{N}(h) + \Delta N_i(h)$ обуславливает появление в результатах измерения ПЭС $N_T = \overline{N}_T + \Delta N_T$ мелкомасштабных флуктуаций ΔN_T на фоне среднего значения $\overline{N_T} = \overline{N_m} h_э$, определяемого эквивалентной толщиной $h_э$ ионосферы [2-4, 7].

В условиях возмущений ионосферы и появления ионосферных образований мелкомасштабные флуктуации ПЭС ($\Delta N_{Ti} \sim \Delta N_i h_э$) могут возрастать на 1-2 порядка по сравнению с нормальной (невозмущенной) ионосферой. Поэтому РРВ в ССС и СРНС с несущей частотой $f_0 \geq 1$ ГГц в этих условиях сопровождается рассеянием радиоволн на мелкомасштабных неоднородностях, появлением многолучевости

и замираний принимаемых сигналов, которые возрастают пропорционально росту относительного времени запаздываний приходящих лучей ($\Delta\tau_i \sim \Delta N_{Ti} / f_0^2$) и приводят к существенному ухудшению помехоустойчивости ССС и точности позиционирования СРНС.

Поэтому актуальной задачей является пеленгация пространственных координат области мелкомасштабных ионосферных образований на основе математической обработки данных GPS-мониторинга ПЭС неоднородной ионосферы ($N_T = \bar{N}_T + \Delta N_T$).

Целью доклада является разработка алгоритма определения координат области ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями на основе математической обработки данных мониторинга полного электронного содержания ионосферы с использованием двухчастотного приемника GPStation-6.

Для достижения поставленной цели проанализируем сначала принцип работы и построения комплекса определения координат областей ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями. Известен [1] метод мониторинга параметров ионосферы с использованием сигналов СРНС GPS. Суть метода заключается в том, что прохождение через ионосферу радиосигнала, излучаемого на двух несущих частотах f_1 и f_2 с космического аппарата (КА) СРНС, сопровождается появлением различных задержек $\Delta\tau_1 \sim N_T / f_1^2$ и $\Delta\tau_2 \sim N_T / f_2^2$, а также изменений фаз: $\Delta\varphi_1 \sim N_T / f_1$ и $\Delta\varphi_2 \sim N_T / f_2$. Они позволяют непрерывно определять по навигационным измерениям двухчастотного приемника СРНС ПЭС ионосферы $N_T \sim (\Delta\varphi_2 - \Delta\varphi_1)$ вдоль радиотрассы «КА СРНС – Двухчастотный приемник СРНС» в любой момент времени t. Таким образом, получают временные ряды значений ПЭС ионосферы $N_T(t)$. При наличии в ионосфере мелкомасштабных неоднородностей разработана методика [9, 10], позволяющая за счет расширения возможностей приемника GPStation-6 вычислять ПЭС ионосферы ($N_T = \psi\left(f_1, f_2, z_1', z_2', \varphi_1', \varphi_2'\right)$) с частотой дискретизации $f_д = 50$ Гц (периодом дискретизации $\tau_д = 0,02$ с) на основе результатов двухчастотных (f_1, f_2) измерений псевдодальностей ($z_1' \sim \Delta\tau_1 c$; $z_2' \sim \Delta\tau_1 c$) и псевдофаз (φ_1', φ_2'), выделять из временных рядов ПЭС $N_T(t) = \bar{N}_T(t) + \Delta N_T(t)$ мелкомасштабные флуктуации $\Delta N_T(t)$ и в дальнейшем с помощью стандартной процедуры оценивать их среднеквадратическое отклонение (СКО) $\sigma_{\Delta N_T}(t) \sim \left\langle \Delta N_T^2(t) \right\rangle^{0,5}$.

На рисунке 1 иллюстрируется принцип построения комплекса определения координат областей ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями (ММН), состоящего из двухчастотного приемника СРНС, на выходе которого формируются результаты двухчастотных (f_1, f_2) измерений псевдодальностей ($z_1'(t), z_2'(t)$) и псевдофаз ($\varphi_1'(t), \varphi_2'(t)$), блока определения СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы, в котором рассчитывается текущее значение ПЭС неоднородной ионосферы $N_T(t) = \bar{N}_T(t) + \Delta N_T(t)$ на трассе РРВ от КА СРНС до двухчастотного приемника GPStation-6 и вычисляется СКО $\sigma_{\Delta N_T}(t) \sim \left\langle \Delta N_T^2(t) \right\rangle^{0,5}$ его мелкомасштабных флуктуаций $\Delta N_T(t)$, и блока определения координат (широты φ_P и долготы l_P) области ионосферы с ММН. Эти координаты в любой момент времени ($\varphi_P(t)$, $l_P(t)$) можно рассчитать по известным [1] формулам расчета географических координат подионосферной точки (ПИТ) для радиотрассы «КА СРНС – двухчастотный приемник СРНС» на основе сведений о высоте максимальной ионизации ионосферы ($h_{\max}$) и текущих данных об угле возвышения $\theta_S(t)$ и азимуте $\alpha_S(t)$ орбиты перемещения КА, получаемых из навигационного сообщения принимаемого радиосигнала приемником СРНС. Подионосферной точкой называется проекция на поверхность Земли точки пересечения радиотрассы «КА СРНС – Двухчастотный приемник СРНС» с областью максимальной ионизации ионосферы на высоте $h_{\max}$, формирующей основной вклад в вариации ПЭС [1].

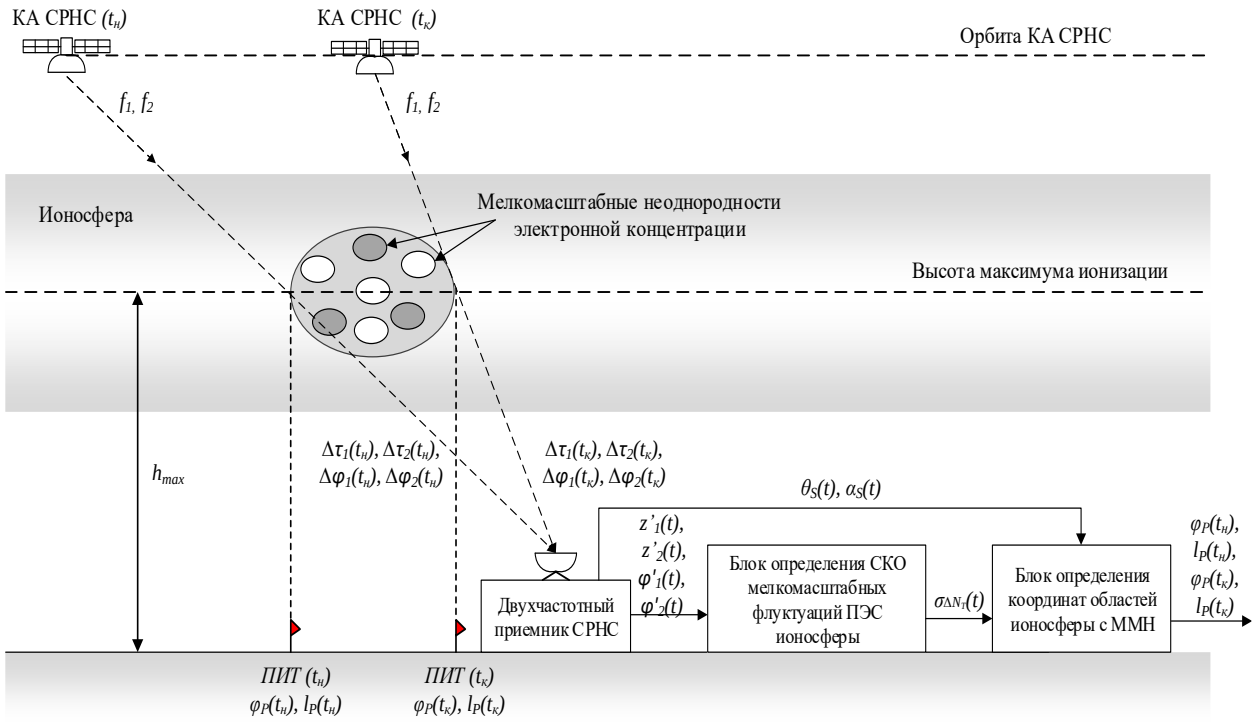


Рисунок 1 – Принцип работы и построения комплекса определения координат областей ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями

На рисунке 1 отмечено положение двух подионосферных точек (ПИТ), соответствующих моментам начала ($t_н$) и конца ($t_к$) пересечения радиотрассы от перемещающегося КА СРНС до двухчастотного приемника СРНС границ области с мелкомасштабными неоднородностями ионосферы, где СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС возрастает до некоторого порогового значения $\sigma_{\Delta N_T П}$ (т.е. $\sigma_{\Delta N_T}(t_{н,к}) \geq \sigma_{\Delta N_T П}$).

На основе разработанных принципов работы и построения комплекса определения координат областей ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями представляется возможным обосновать методику определения географических координат области ионосферы с ММН.

На первом этапе методики в блоке определения координат области ионосферы с ММН (рис.1) на основе данных о СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы $\sigma_{\Delta N_T}(t)$ определяется интервал времени $[t_н, t_к]$, в пределах которого СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС достигает и превышает заданное пороговое значение $\sigma_{\Delta N_T П}$ (т.е. $\sigma_{\Delta N_T}(t) \geq \sigma_{\Delta N_T П}$).

На втором этапе методики вычисляется широта $\varphi_p(t)$ и долгота $l_p(t)$ ПИТ (с наложением на карту) в установленные на предыдущем этапе моменты времени $t_н$ и $t_к$ для определения положения и линейных размеров области ионосферы с ММН. Известны [1] формулы для восстановления географических координат (широты φ_P и долготы l_P) ПИТ по азимуту α_S и углу возвышения θ_S навигационного КА СРНС и географическим координатам приемника СРНС (φ_B, l_B):

$$\varphi_P = \arcsin\left(\sin\varphi_B \cos\psi_P + \cos\varphi_B \sin\psi_P \cos\alpha_S\right); \quad l_P = l_B + \arcsin\left(\sin\psi_P \sin\alpha_S \sec\varphi_P\right), \quad (1), (2)$$

где

$$\psi_P = (\pi/2) - \theta_S - \arcsin\left(R_E \cos\theta_S / (R_E + h_{\max})\right) \quad (3)$$

- центральный угол между точкой наблюдения (приемника СРНС) и подионосферной точкой, R_E – радиус Земли.

На основе выражений (1-3) и данных об изменении угла возвышения $\theta_S(t)$ и азимута $\alpha_S(t)$ КА, полученных по результатам обработки принятых навигационных сообщений двухчастотным приемником СРНС, на втором этапе определяются географические координаты ПИТ в момент времени $t_н$ и $t_к$, используя следующие зависимости:

$$\varphi_P(t_{н,к}) = \arcsin\left[\sin\varphi_B \cos(\psi_P(t_{н,к})) + \cos\varphi_B \sin(\psi_P(t_{н,к}))\cos(\alpha_S(t_{н,к}))\right]; \quad (4)$$

$$l_P(t_{н,к}) = l_B + \arcsin\left[\sin(\psi_P(t_{н,к}))\sin(\alpha_S(t_{н,к}))\sec(\varphi_P(t_{н,к}))\right], \quad (5)$$

где

$$\psi_P(t_{н,к}) = (\pi/2) - \theta_S(t_{н,к}) - \arcsin\left(R_E \cos\theta_S(t_{н,к})/(R_E + h_{\max})\right). \quad (6)$$

Отсюда следует, что с учетом [9, 10] методика определения координат областей ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями по данным GPS-мониторинга заключается в последовательности следующих операций:

1) вычисление ПЭС ионосферы и формирование временного ряда $N_T(t)$ на основе результатов двухчастотных (f_1, f_2) измерений псевдодальностей ($z_1'(t), z_2'(t)$) и псевдофаз ($\varphi_1'(t), \varphi_2'(t)$) двухчастотным приемником GPStation-6;

2) пропускание временного ряда $N_T(t) = \bar{N}_T(t) + \Delta N_T(t)$ через цифровой фильтр для определения мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы $\Delta N_T(t)$;

3) вычисление СКО $\sigma_{\Delta N_T}(t)$ мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы $\Delta N_T(t)$, полученных на предыдущем этапе;

4) сравнение значений СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы $\sigma_{\Delta N_T}(t)$ с пороговым значением $\sigma_{\Delta N_T П}$;

5) определение моментов времени начала $t_н$ и конца $t_к$ области с ММН ионосферы, где СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС становится равным или превышает пороговое значение: $\sigma_{\Delta N_T}(t_{н,к}) \geq \sigma_{\Delta N_T П}$.

6) определение широты $\varphi_P(t_{н,к})$ и долготы $l_P(t_{н,к})$ ПИТ в моменты времени $t_н$ и $t_к$.

С учетом указанных операций блок-схема алгоритма определения координат области ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями по данным GPS-мониторинга представлена на рисунке 2.

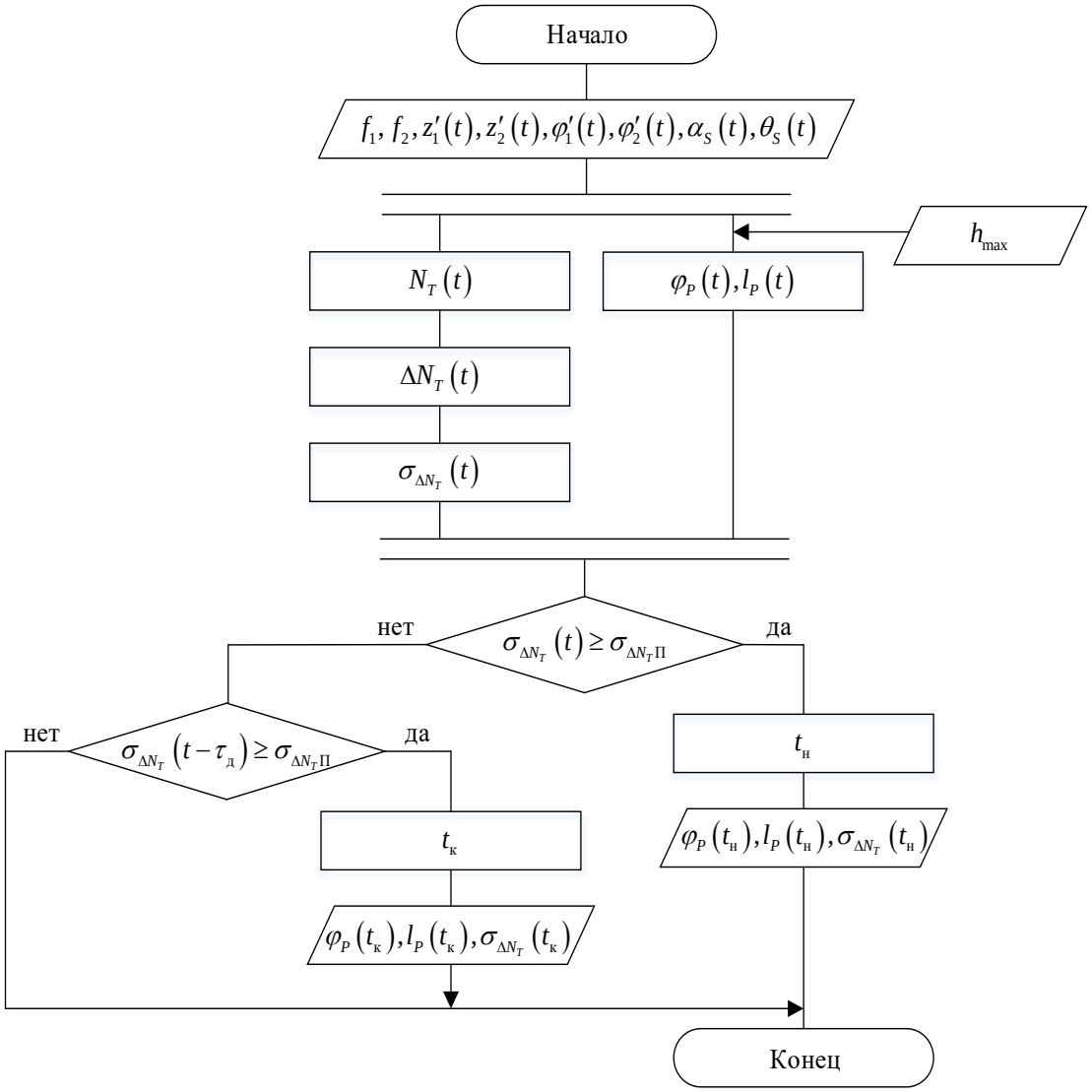


Рисунок 2 – Алгоритм определения координат области ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями по данным GPS-мониторинга

Таким образом, разработан алгоритм (рис.2) определения координат области ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями по данным GPS-мониторинга, позволяющий на основе данных об изменении СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы $\sigma_{\Delta N_T}(t)$ определить географические координаты и оценить линейные размеры области ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями электронной концентрации на радиотрассе «КА СРНС – приемник СРНС» по данным непрерывного измерения полного электронного содержания ионосферы $N_T(t)$ с использованием двухчастотного приемника GPStation-6, а также угла возвышения $\theta_S(t)$ и азимута $\alpha_S(t)$ космического аппарата СРНС.

Полученные данные могут быть использованы для прогнозирования изменения показателей качества ССС и СРНС в определенных районах, а также поиска и выбора альтернативных радиотрасс в условиях ионосферных возмущений.

Литература

1. Афраймович Э.Л., Перевалова Н.П. GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли. -Иркутск: ГУ НЦ ВСНЦ СО РАМН, 2006. -480 с.

2. Маслов О.Н., Пашинцев В.П. Модели трансионосферных радиоканалов и помехоустойчивость систем космической связи. Приложение к журналу «Инфокоммуникационные технологии». Выпуск 4. -Самара: ПГАТИ, 2006. -357 с.
3. Пашинцев В.П., Солчатов М.Э., Гахов Р.П. Влияние ионосферы на характеристики космических систем передачи информации: монография.- М.: Физматлит, 2006. -184 с.
4. Пашинцев В.П, Ахмадеев Р.Р. Прогнозирование помехоустойчивости систем спутниковой связи и навигации по данным GPS-мониторинга ионосферы // Электросвязь. - 2015. - № 11. - С. 58-65.
5. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере. - М.: Мир, 1973. -504 с.
6. Пашинцев В.П., Песков М.В., Смирнов В.М., Смирнова Н.В., Тынянкин С.И. Методика выделения мелкомасштабных вариаций полного электронного содержания ионосферы по данным трансионосферного зондирования // Радиотехника и электроника.- 2017.- Т.62, №12. -С. 1182-1189.
7. Pashintsev V,P., Peskov M.V., Kalmykov I.A., Zhuk A.P., Senokosov M. A. Method for the evaluation of ionospheric diffractive and dispersive properties impact on the interference immunity of satellite communication systems // International Journal of Civil Engineering and Technology (IJCIET).- Volume 9, Issue 13.- December 2018. - PP. 44–61.
8. Пашинцев В.П., Галушко Ю.И., Коваль С.А., Сенокосова А.В., Грибанов Е.В. Способ определения величины интенсивности неоднородностей ионосферы по данным вертикального зондирования//Патент РФ на изобретение №2403592 от 10.11.2010. - Бюл. № 31.
9. Пашинцев В.П., Песков М. В. Солнцев К.П. Комплекс определения статистических характеристик флуктуаций полного электронного содержания ионосферы с использованием двухчастотного приемника GPStation-6 //Доклады 1-й Всероссийской конференции «Современные технологии обработки сигналов» (СТОС-2018), 31 октября -2 ноября 2018 г. Серия: Научные Всероссийские конференции. Выпуск VII. –Москва, ООО «Брис - М» 2018. – С. 164-168.
10. Пашинцев В.П., Песков М.В., Полежаев А.В., Тоискин В.Е., Кабанович С.Г. Расширение возможностей двухчастотного приемника GPStation-6 для измерения мелкомасштабных флуктуаций полного электронного содержания ионосферы//Международная конференция «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий», РЭУС - 2018. Доклады. Серия: научные конференции, посвященные Дню Радио. Выпуск LXXIII. - М.: ООО «Брис-М», с. 33 - 37.

DIRECTION FINDING OF IONOSPHERIC EDUCATION WITH SMALL-SCALE NOT UNIFORMITY ON THE BASIS OF DIGITAL DATA PROCESSING OF GPS MONITORING OF AN IONOSPHERE

V.P. Pashintsev, M.V. Peskov, K.P. Solntcev

North Caucasian federal university, c. Stavropol
Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great
(c. Serpukhov)

The algorithm of determination of coordinates of area of an ionosphere with small-scale not uniformity according to GPS monitoring is developed. It allows to determine on the basis of data on change of a mean square deviation of small-scale fluctuations of full electronic maintenance of an ionosphere geographical coordinates and areas of an ionosphere with small-scale not uniformity of electronic concentration on the radio route from the navigation spacecraft to the double-frequency GPStation-6 receiver according to continuous measurement of full electronic maintenance of an ionosphere and also elevation angle and an azimuth of the navigation spacecraft/

СРАВНЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПСЕВДОГРАДИЕНТНОГО И ПОРОГОВОГО МЕТОДОВ ОЦЕНИВАНИЯ РАЗНОСТИ ВРЕМЕНИ ПРИХОДА РАДИОИМПУЛЬСА НА ПРОСТРАНСТВЕННО РАЗНЕСЕННЫЕ ПРИЕМНИКИ

ст. преп. Царёв М.Г., проф. Ташлинский А.Г.

Ульяновский государственный технический университет

Задача измерения временной разности прихода радиоимпульсов на пространственно разнесенные приёмники, например разные элементы антенной решетки, рассмотрена как задача оценки параметров их совмещения. Предложены рекуррентные алгоритмы оценивания в реальном времени разности времен прихода радиоимпульсов с разнесенных приемников, основанные на безыдентификационной псевдоградиентной адаптации. Приведены экспериментальные результаты сравнения псевдоградиентного и порогового методов оценивания временного рассогласования сигналов при различных уровнях и видах шума по оцифрованным нефильтрованным радиосигналам и их огибающим.

Введение

Одной из важных задач радиолокации и радиоэлектронной борьбы является оценивание разности времен прихода радиоимпульсов с разнесенных приемников с целью определения параметров местоположения источника сигнала [1]. В настоящее время существует несколько используемых на практике методов ее решения. Так, например, в работах [2,3] момент прихода радиоимпульса определялся простым критерием – превышением уровня половинной мощности передним фронтом огибающей принимаемого сигнала. В [4] на основе метода максимального правдоподобия получен алгоритм оценки времени прихода стохастического импульса более общего вида с гауссовской случайной структурой. Все большее распространение получают системы, состоящие из нескольких разнесенных в пространстве приемников, – антенные решетки. Для нахождения временного сдвига сигналов с их элементов в работах [5,6] предлагается фиксировать моменты прихода импульсов с помощью аппроксимации переднего фронта сигналов в области превышения сигналом половины его нормы (далее пороговый метод). Данный подход является вычислительно привлекательным, но применим только для фильтрованных сигналов. Однако фильтрация в условиях помех вносит существенные искажения в форму огибающей и, соответственно, – в измеряемый временной сдвиг.

В данной работе задача измерения временной разности прихода радиоимпульсов рассматривается как задача оценки параметров совмещения (привязки) принятых сигналов, и предложены рекуррентные алгоритмы на основе безыдентификационной псевдоградиентной адаптации [7], позволяющие в реальном времени оценивать временной сдвиг нефильтрованных оцифрованных сигналов. Также выполнено сравнительное исследование эффективности работы предложенных алгоритмов и порогового метода на нефильтрованных и фильтрованных сигналах.

Псевдоградиентные алгоритмы оценивания временного рассогласования сигналов

В релейных псевдоградиентных алгоритмах [7,8] на каждой итерации вычисляются оценки параметров привязки импульсов в соответствии с выражением: $\hat{\bar{\boldsymbol{\alpha}}}_{t+1} = \hat{\bar{\boldsymbol{\alpha}}}_t - \boldsymbol{\Lambda}_t \operatorname{sign} \bar{\boldsymbol{\beta}}_t$, где: $\bar{\boldsymbol{\alpha}}$ – вектор оцениваемых параметров; $t = \overline{0,T}$ – номер итерации; $\boldsymbol{\Lambda}_t$ – матрица усиления (положительно определенная матрица, как правило, диагональная, что исключает собственно матричные вычисления), $\bar{\boldsymbol{\beta}}_t$ – псевдоградиент целевой функции $\mathrm{J}(\bar{\boldsymbol{\alpha}})$. Псевдоградиентные алгоритмы не требуют больших вычислительных затрат, предварительной фильтрации и оценки параметров исследуемых сигналов, применимы при обработке сигналов в условиях априорной неопределенности и устойчивы к импульсным помехам. Формируемые ими оценки сходятся к точным значениям при довольно слабых условиях.

Важным обстоятельством, влияющим на объем вычислений при реализации псевдоградиентных алгоритмов, является то, что псевдоградиент $\bar{\boldsymbol{\beta}}_t$ на каждой итерации оценивания вычисляется не по всем отсчетам исследуемых сигналов $\mathrm{Z}^{(1)}$ и $\mathrm{Z}^{(2)}$, а только по небольшой *локальной выборке* отсчетов $Z_t = \left\{ z_{jt}^{(2)}, \tilde{z}_{jt}^{(1)} \right\}$; $z_{jt}^{(2)} \in \mathrm{Z}^{(2)}$, $\tilde{z}_{jt}^{(1)} = \tilde{z}^{(1)}(\bar{j}_t, \hat{\bar{\boldsymbol{\alpha}}}_{t-1})$, где $z_{jt}^{(2)}$ – отсчеты сигнала $\mathrm{Z}^{(2)}$, взятые в локальную выборку на t-й итерации (сигнал $\mathrm{Z}^{(2)}$ условно будем считать привязываемым); $\tilde{z}_{jt}^{(1)} = \tilde{z}^{(1)}\left(\bar{j}_t, \hat{\bar{\boldsymbol{\alpha}}}_{t-1}\right)$ – значения уровня сигнала, полученные из непрерывного сигнала $\tilde{\mathrm{Z}}^{(1)}$, сформированного из опорного дискретного сигнала $\mathrm{Z}^{(1)}$

с помощью некоторой интерполяции при текущих значениях $\hat{\bar{\boldsymbol{\alpha}}}$ [9]; j_t – временные координаты отсчетов $z_{jt}^{(2)}$. Число μ отсчетов $\left\{z_{jt}^{(2)}\right\}$ в Z_t будем считать объемом локальной выборки. Как правило, μ составляет от единиц до десятков. Отсчеты $z_{jt}^{(2)}$ можно брать в случайном порядке или детерминировано, например, равномерно, что в ряде ситуаций уменьшает объем вычислений. Интеграцию алгоритма в системы реального времени упрощает последовательная обработка поступающих отсчетов. Однако отметим, что случайный выбор отсчетов способствует выводу оценок из локальных экстремумов целевой функции, поскольку в этом случае локальная выборка уникальна на каждой итерации [10].

При оценивании параметров привязки импульсов в качестве *целевых функций качества* целесообразно использовать средний квадрат разностей (СКР) интенсивностей отсчетов или коэффициент их корреляции (КК) [11]. Оценку СКР параметров на очередной итерации можно получить, используя локальную выборку Z_t и оценки $\hat{\bar{\boldsymbol{\alpha}}}_{t-1}$, полученные на предыдущей итерации: $\hat{\mathrm{J}}_t = \mu^{-1}\sum_{l=1}^{\mu}\left(\tilde{z}_{jl}^{(1)} - z_{jl}^{(2)}\right)^2$. Псевдоградиент СКР может быть найден через нормированные конечные разности [9]:

$$\bar{\boldsymbol{\beta}} = \left(2\mu\bar{\boldsymbol{\Delta}}_{\boldsymbol{\alpha}}\right)^{-1}\sum_{l=1}^{\mu}\left(\tilde{z}_{jl+}^{(1)} - \tilde{z}_{jl-}^{(1)}\right)\left(\tilde{z}_{jl+}^{(1)} + \tilde{z}_{jl-}^{(1)} - 2z_{jl}^{(2)}\right),$$

где $\tilde{z}_{jl\pm}^{(1)} = \tilde{z}_{jl}^{(1)}\left(\hat{\alpha}_{i,t-1} \pm \Delta_{\alpha i}\right)$ – значения интерполированного сигнала в точке $\left(j_l\right)$, определяемые моделью деформаций и текущими оценками параметров $\hat{\bar{\boldsymbol{\alpha}}}_{t-1}$; $\bar{\boldsymbol{\Delta}}_{\boldsymbol{\alpha}}$ – вектор приращений оцениваемых параметров $\bar{\boldsymbol{\alpha}}$ привязки.

Оценка КК сигналов $\mathrm{Z}^{(1)}$ и $\mathrm{Z}^{(2)}$: $\hat{\mathrm{J}}_t = \left(\mu\hat{\sigma}_{\tilde{z}1}\hat{\sigma}_{z2}\right)^{-1}\left(\sum_{l=1}^{\mu}\tilde{z}_{jl}^{(1)}z_{jl}^{(2)} - \mu\tilde{z}_m^{(1)}z_m^{(2)}\right)$, где $\hat{\sigma}_{\tilde{z}1}^2, \hat{\sigma}_{z2}^2$ и $\tilde{z}_m^{(1)}, z_m^{(2)}$ – оценки дисперсий и средние значения $z_{jt}^{(2)}$ и $\tilde{z}_{jt}^{(1)}$. Тогда псевдоградиент КК находится соответственно как $\bar{\boldsymbol{\beta}} = 0.5\left(\mu\hat{\sigma}_{z1}\hat{\sigma}_{z2}\bar{\boldsymbol{\Delta}}_{\boldsymbol{\alpha}}\right)^{-1}\sum_{l=1}^{\mu}\left(\tilde{z}_{jl+}^{(1)} - \tilde{z}_{jl-}^{(1)}\right)\left(z_{jl}^{(2)} - z_m^{(2)}\right)$.

Помимо разницы во времени прихода, сигналы с разных элементов антенной решетки в общем случае имеют разный уровень интенсивности. Поэтому при применении в качестве модели деформации СКР в алгоритмах использовалась двухпараметрическая модель, параметрами которой являются сдвиг по временной оси h_u и коэффициент усиления k, выравнивающий сигналы по уровню. При использовании в качестве целевой функции КК число параметров сокращается до одного – сдвиг по временной оси h_u, так как линейное изменение уровня сигнала не изменяет КК.

Сравнительное исследование псевдоградиентного и порогового методов

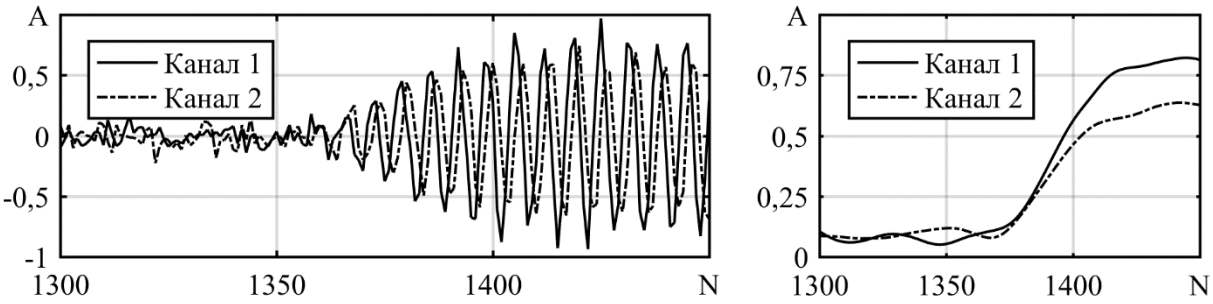
Пороговый метод обнаружения временного сдвига предполагает выделение огибающих радиоимпульсов, то есть фильтрацию исходных сигналов. Но любая фильтрация приводит к потере части полезной информации об исходном сигнале, что увеличивает погрешность оценивания параметров сигнала и даже может привести к пропуску его обнаружения. В условиях помех фильтрация вносит существенные искажения в форму огибающей и, соответственно, в измеряемый временной сдвиг. Покажем это на сравнительном примере оценивания временного рассогласования двух имитированных радиоимпульсов с использованием описанных выше псевдоградиентных алгоритмов, использующих отсчеты нефильтрованного процесса, и алгоритма, реализующего пороговый метод по огибающим тех же сигналов.

Исходные нефильтрованные сигналы представляют собой имитацию двух оцифрованных радиоимпульсов, рассогласованных во времени на 1,5 отсчета. По амплитуде сигнал второго канала в 0,8 раз меньше первого.

На сигналы был наложен аддитивный высокочастотный гауссов шум (рисунок 1а) с дисперсией $\sigma^2 = 0{,}071$, что дает отношение сигнал-шум, равное 19,07 дБ, и при помощи низкочастотной фильтрации получены огибающие (рисунок 1б).

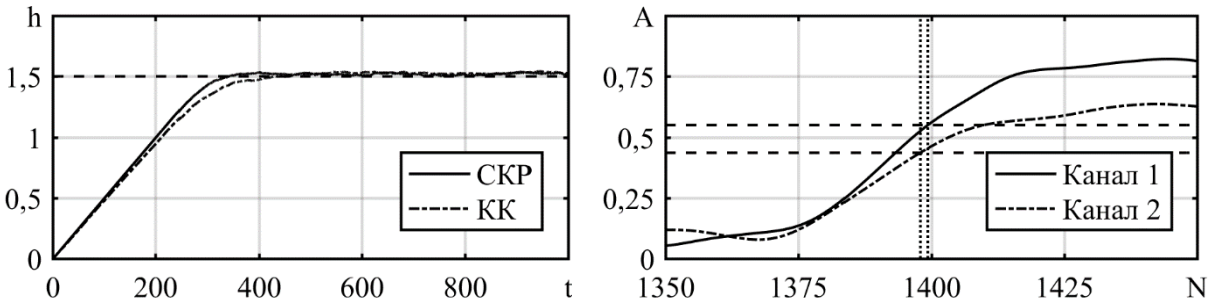
Результат работы исследуемых методов показан на рисунок 2. Здесь на левом графике представлена работа псевдоградиентного метода с усреднением по 10 экспериментам при использовании в качестве целевой функции СКР (показано сплошной линией) и КК (штрихпунктирная линия). Видно, что псевдоградиентная процедура уверенно сошлась к усредненному значению 1,52 отсчета, а разница между

фронтами огибающих порогового метода составила 1,4 отсчета. То есть в условиях умеренного ВЧ шума оба метода работают корректно и дают результат, относительно близкий к истинному значению.



а б

Рисунок 1 – Имитированные радиоимпульсы с ВЧ шумом (SNR = 19,07 дБ) (а) и их огибающие (б)

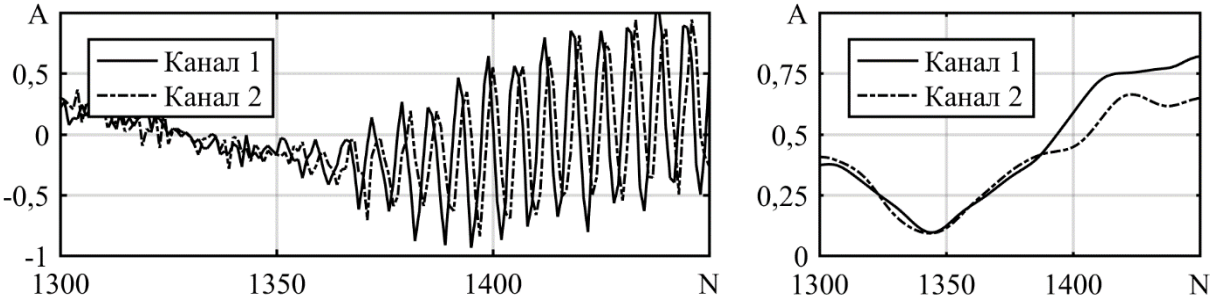


а б

Рисунок 2 – Результаты работы псевдоградиентного (а) и порогового (б) алгоритмов при отношении сигнал-шум 19,07 дБ

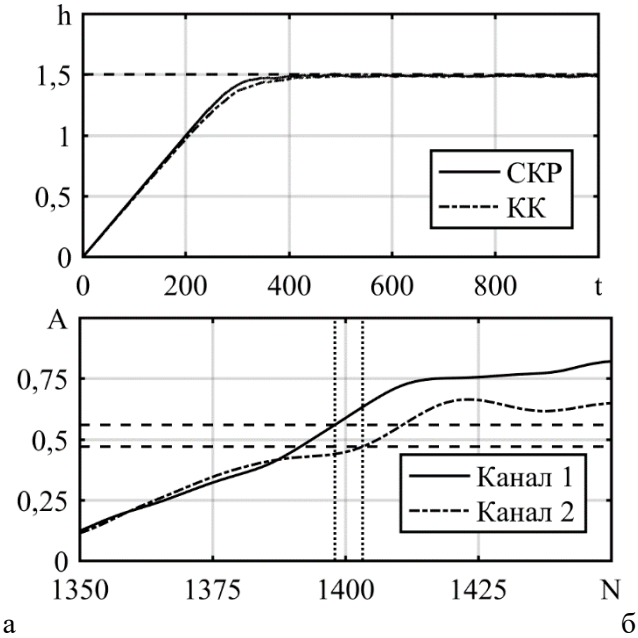
Далее на зашумленные сигналы была добавлена более мощная низкочастотная (НЧ) синусоидальная помеха с амплитудой A = 0,25 относительно сигнала первого канала (рисунок 3). Результаты приведены на рисунке 4. Видно, что псевдоградиентная процедура снова уверенно сошлась к значению 1,48 отсчета, а разница между фронтами порогового метода составила 5,23 отсчета, что более чем в три раза отличается от истинного значения сдвига.

В условиях низкого отношения сигнал-шум, равного 4,53 дБ, даже без НЧ помехи (рисунок 5) псевдоградиентный алгоритм по-прежнему уверенно (хоть и медленнее) сходится к значению 1,79 отсчетов (рисунок 5а), давая несколько бóльшую погрешность оценивания по сравнению с предыдущим опытом. При этом пороговый алгоритм уже не работает, поскольку дает множество ложных срабатываний (рисунок 5б).



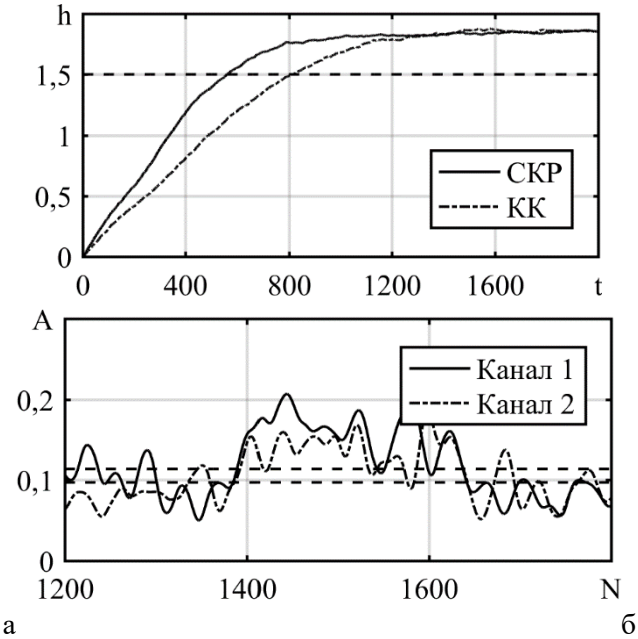
а б

Рисунок 3 – Имитированные радиоимпульсы с ВЧ шумом (SNR = 19,07 дБ) и НЧ помехой (а) и их огибающие (б)



а б

Рисунок 4 – Результаты работы псевдоградиентного (а) и порогового (б) алгоритмов при влиянии мощной НЧ помехи



а б

Рисунок 5 – Результаты работы псевдоградиентного (а) и порогового (б) алгоритмов при отношении сигнал-шум 4,53 дБ

Дополнительно был проведен анализ влияния начальной фазы НЧ помехи на положение фронтов импульсов при разной амплитуде помехи, результат которого приведен на рисунке 6, где показана зависимость среднеквадратического отклонения (СКО) ширины импульса σ_w от начальной фазы ϕ_0 НЧ помехи.

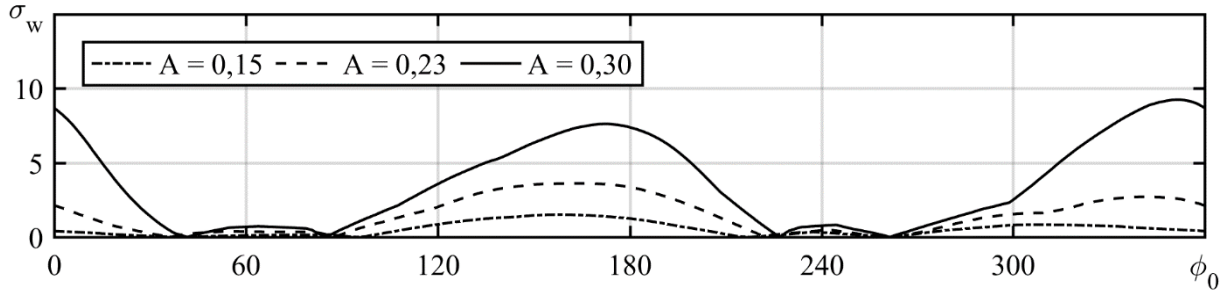


Рисунок 6 – Зависимость СКО ширины импульса от начальной фазы НЧ помехи

Хорошо заметно, что при значениях начальной фазы около 175 и 350 градусов СКО ширины импульса имеет максимальное значение, а при некоторых значениях фазы СКО близко к нулю. При этом с уменьшением мощности помехи СКО ширины импульса уменьшается, но форма зависимости остается подобной. Следовательно, в реальных условиях, когда положение импульса по отношению к помехе имеет непредсказуемый характер, пороговый метод будет давать также и непредсказуемый вклад этого фактора в погрешность определения величины временного рассогласования.

Заключение

Проведён сравнительный анализ псевдоградиентного и порогового методов оценивания временного рассогласования прихода радиоимпульса на два пространственно разнесённых приемника, в частности элементы антенной решётки. Псевдоградиентный метод «работает» по оцифрованным нефильтрованным радиосигналам, а пороговый метод – по их огибающим. Выполнено сравнительное исследование методов при различных шумовых условиях. Псевдоградиентный метод показал лучшую точность при низком соотношении сигнал/шум и устойчивость к низкочастотных помехам. Предварительная фильтрация сигналов, которая является неотъемлемой составляющей порогового метода, в условиях шумов вносит значительную погрешность в оценку разности времен прихода радиоимпульсов. Кроме того, результат использования порогового метода зависит и от фазового спектра помех, что в условиях реальной работы может привести к непредсказуемому результату.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Правительства Ульяновской области в рамках научных проектов № 18-41-730006 и № 19-29-09048.

Литература

1. Радиотехнические системы / под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Академия, 2008. – 592 с.
2. Дмитриев А.А. Позиционирование объектов внутри помещений на основе сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов // Радиотехника и электроника. – 2005. – Т. 50. – № 1. – С. 54–61.
3. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. – Т. 1. – М.: Мир, 1983. – 312 с.
4. Трифонов А.П. Прием сигнала с неизвестной задержкой при наличии модулирующей помехи / А.П. Трифонов, А.В. Захаров // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1986. – Т. 29. – № 4. – С. 36–41.
5. Бродский М.С., Топорков Н.В., Шабатура Ю.М., Шевчук В.И. Определение координат источников радиоизлучения с летательного аппарата с использованием двух разнесенных приемных модулей // Радиотехника. – 2009. – № 9. – С. 99–103.
6. Потапова Т.П., Топорков Н.В., Шабатура Ю.М. Алгоритм определения координат источников радиоизлучения с летательного аппарата на основе фазово-временной сигнальной информации от двух приемных модулей // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия: приборостроение. – 2010. – № 1. – С. 52–61.
7. Цыпкин Я.З. Информационная теория идентификации. – М.: Наука. Физматлит, 1995. – 336 с.
8. Tashlinskii A.G. Computational expenditure reduction in pseudo-gradient image parameter estimation // Lecture Notes in Computer Science. – 2003. – V. 2658. – P. 456–462.
9. Ташлинский А.Г. Оценивание параметров пространственных деформаций последовательностей. – Ульяновск: издательство УлГТУ, 2000. – 132 с.
10. Ташлинский А.Г. Псевдоградиентное оценивание пространственных деформаций последовательности изображений // Наукоемкие технологии. – 2002. – Т. 3. – С. 32–43.
11. Tashlinskii A.G. The Specifics of Pseudogradient Estimation of Geometric Deformations in Image Sequences // Pattern Recognition and Image Analysis. – 2008. – V. 18. – №. 4. – P. 701–706.

COMPARISON OF PSEUDOGRADIENT AND THRESHOLD METHODS EFFICIENCY FOR ESTIMATING OF THE TIME DIFFERENCE OF ARRIVAL A RADIO PULSES ON THE SPATIALLY DISTRIBUTED SENSORS

lect. M.G. Tsaryov, prof. A.G. Tashlinskii

Ulyanovsk State Technical University

In this paper, the task of measuring the time difference of the arrival of radio pulses to spatially distributed sensors, for example, various elements of the antenna array, is considered as the task of estimating the parameters of their

matching. The recurrent algorithms are proposed for estimating in real time the difference in the arrival times of radio pulses from spaced receivers. The proposed algorithms based on an unidentified pseudo-gradient adaptation. The experimental results of comparing the pseudo-gradient and threshold methods for estimating the time difference of the arrival of radio pulses are presented. The experiment was carried out at various levels and types of noise using digitized unfiltered radio signals and their envelopes.

ЭТАЛОННЫЙ ПРИЕМНИК С НИЗКОЙ ЧАСТОТОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ МШУ В ПРИЕМНИКЕ С ПРЯМОЙ ОЦИФРОВКОЙ РАДИОСИГНАЛА

асп. Ву Нгок Ань[1], асп. Чан Тхи Хонг Тхам [2], к.т.н Ле Хай Нам [1],
к.т.н Нгуен Хай Зыонг [1], к.т.н Чинь Куанг Киен [1]

[1]Технический Университет Ле Куй Дон
[2]Московский физико-технический институт

В статье анализируется влияние нелинейных искажений малошумящего усилителя в многоканальных приемниках с прямой оцифровкой радиосигнала. Предложен новый подход к компенсации искажений, при котором компенсация осуществляется полностью в цифровой области в базовой полосе частот после цифрового понижающего преобразователя. Информация об искажениях извлекается из сигналов основного приемника и линейного опорного приемника. Воспроизведенная информация используется для компенсации искажений с использованием нелинейной модели и адаптивного алгоритма минимизации среднеквадратической ошибки. Как основное преимущество, обработка в базовой полосе частот с низкой частотой дискретизации значительно снижает стоимость, сложность конструкции и энергопотребление приемника.

Введение

Приемник с прямым преобразованием (DCR) становится популярной архитектурой при проектировании радиоприемника следующего поколения [1-4]. Среди приемников DCR выделяют DRX-приемники – это полностью цифровая архитектура приемника, где радиочастотный (RF) сигнал дискретизируется непосредственно высокоскоростным АЦП (ADC), что позволяет выполнять всю обработку в цифровой области. Общая структура DRX-приемника показана на рисунке 1. Для ослабления внеполосных компонент по-прежнему требуется массив полосовых фильтров (BPF) [2]. АЦП с высокой частотой дискретизации являются жизненно важными в этом типе приемников, и недоступность таких АЦП является главным препятствием на пути использования этой архитектуры на практике. Однако DRX-приемник с таким АЦП для достижения требуемого уровня чувствительности нуждается в использовании МШУ, который вносит нелинейные искажения.

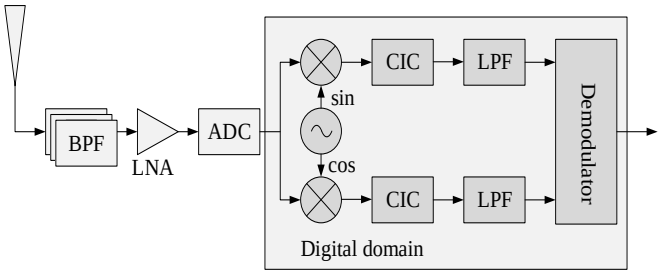


Рисунок 1. Архитектура приемника прямой оцифровки

Предложен новый подход к решению проблем искажений в многоканальном DRX-приемнике. Основной отличительной чертой нашего подхода от известных является то, что компенсация искажений осуществляется на низких частотах, а не в радиочастотной области, что существенно упрощает схему компенсации и снижает аппаратные затраты. Опорному каналу требуется только низкоскоростной АЦП для извлечения достаточной информации для восстановления искажений благодаря эффекту субдискретизации. Этот метод позволяет снизить энергопотребление и стоимость устройства.

Предполагается, что модель нелинейных компонент представляет собой полином с формой

$$y_{RF}(t) = a_1(t)x_{RF}(t) + a_2(t)x_{RF}^2(t) + a_3(t)x_{RF}^3(t) + \cdots + a_n(t)x_{RF}^n(t) \quad (1)$$

где $x_{RF}(t)$ и $y_{RF}(t)$ – входной и выходной сигналы МШУ соответственно; $a_i(t)$ - коэффициент компонента i-го порядка. Входной сигнал $x_{RF}(t)$ представляется в виде

$$x_{RF}(t) = 2Re[x(t)e^{j\omega_c t}] = x(t)e^{j\omega_c t} + x^*e^{-j\omega_c t} \quad (2)$$

где $x(t)$ – сигнал базовой полосы. $x(t)$ может быть одночастотным или многочастотным. $\omega_c = 2\pi f_c$, причем f_c – это центральная несущая частота и (.)* – оператор комплексного сопряжения. Квадратичная составляющая в (1) выражается как

$$x_{RF}^2(t) = 2A(t) + x^2(t) \cdot e^{2\omega_c t} + [x^*(t)]^2 \cdot e^{-j2\omega_c t} \quad (3)$$

где $A^2(t) = x(t) \cdot x^*(t)$ – спектр составляющая около постоянной составляющей . Из (3) видно, что искажения появляются на частотах 0 и $\pm 2\omega_c$, но нет частотной составляющей при ω_c. Аналогично можно найти и другие компоненты четного порядка. Поэтому все гармоники четного порядка в (1) в конечном счете устраняются после цифрового понижающего преобразователя (DDC). Таким образом, простая нелинейная модель может быть записана как

$$y_{RF}(t) = a_1 x_{RF}(t) + a_3 x_{RF}^3(t) \quad (4)$$

$$a_3 x_{RF}^3(t) = a_3\{x^3(t)e^{j3\omega_c t} + [x^*(t)]^3 \cdot e^{-j3\omega_c t} + 3A^2(t) \cdot x(t)e^{j\omega_c t} + 3A^2(t)x^*(t)e^{-j\omega_c t}\} \quad (5)$$

После I/Q преобразования с понижением частоты все высокочастотные составляющие ($3\omega_c$) удаляются, остальные компоненты в (5) $3A^2(t) \cdot x(t) \cdot e^{j\omega_c t}$ и $3A^2(t) \cdot x^*(t) \cdot e^{-j\omega_c t}$. Следовательно, эквивалент базовой полосы ($y_{BB}(t)$) для нелинейной модели МШУ DRX (4) сводится к следующему:

$$y_{BB}(t) = a_1 \cdot x(t) + 3a_3 \cdot A^2(t) \cdot x(t) \quad (6)$$

Схемы компенсации искажений с использованием низкой частоты дискретизации

В этом разделе мы предлагаем новую схему компенсации искажений после DDC для DRX, которая изображена на рисунке 2. В этой схеме приемный тракт включает основной приемник и опорный приемник. Первый по-прежнему нуждается в МШУ, чтобы обеспечить хорошую чувствительность, как обсуждалось ранее, в то время как второй спроектирован без МШУ, чтобы не вносить нелинейные искажения. Опорный приемник использует АЦП с низкой частотой дискретизации [6] для извлечения информации об искажениях. Чтобы избежать спектрального наложения в опорном приемнике используется второй полосовой фильтр (BPF2 на рисунке 2) до АЦП.

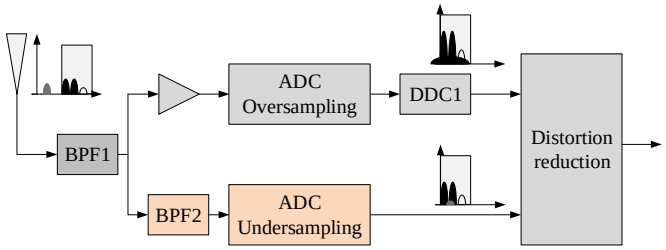


Рисунок 2. Структура многоканального DRX с предложенной схемой компенсации искажений

Согласно нашему предложению, частота дискретизации АЦП f_s должна быть как минимум в два раза выше полосы пропускания приемника W [6]. Если $W = f_{High} - f_{Low}$, то требуемая частота дискретизации равна $f_s \geq 2W$ и:

$$\frac{2f_{High}}{n} \leq f_s \leq \frac{2f_{Low}}{n-1} \quad (7)$$

С любым целым числом n, удовлетворяющим:

$$1 \leq n \leq \left(\frac{f_{High}}{f_{High} - f_{Low}}\right) \quad (8)$$

После переноса в базовую полосу для оценки коэффициентов искаженного сигнала используется метод наименьших квадратов (LMS), как показано на рисунке 3.

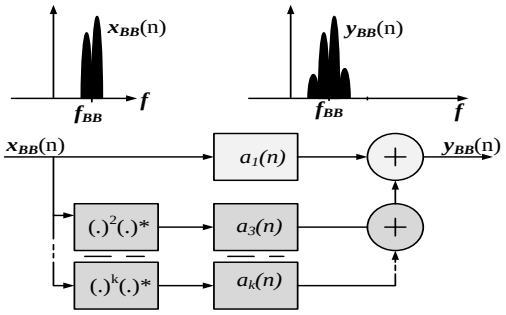


Рисунок 3. Деталь уменьшения искажений

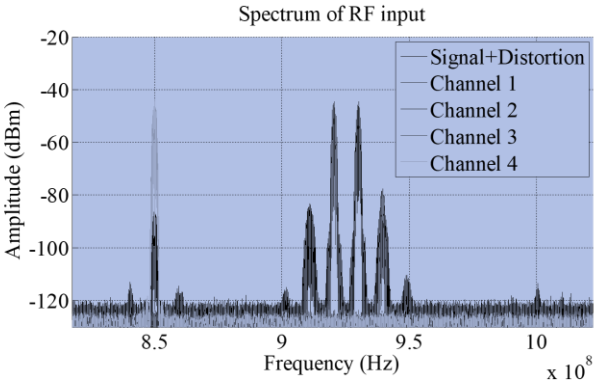
Результат моделирования

Для оценки влияния предложенных методов снижения искажений была реализована модель DRX, которая позволяет принимать несколько каналов одновременно от 900 МГц до 1000 МГц. Мы смоделировали четыре канала QPSK со скоростью передачи данных по каждому каналу 4 Мбит/с. Параметры каналов приведены в таблице I.

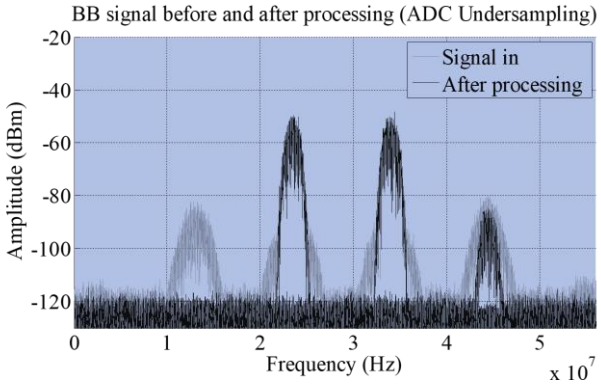
ТАБЛИЦА I

Радиочастотный вход	До DDC	После DDC
Канал 1, QPSK, 4 Мбит/с, -55дБм	$f_{RF1} = 919.5$ МГц	$f_1 = 23.5$МГц
Канал 2, QPSK, 4 Мбит/с*, -55 дБм	$f_{RF2} = 930.0$ МГц	$f_2 = 34.0$МГц
Канал 3, QPSK, 4 Мбит/с*, -85 дБм	$f_{RF3} = 940.5$МГц	$f_3 = 44.5$МГц
Канал 4, QPSK, 4 Мбит/с*, -55 дБм	$f_{RF4} = 865.5$МГц	$f_4 = 30.5$МГц

Спектры основной полосы до и после коррекции искажений показаны на рисунке 4. Частоты основного диапазона равны $f_{1,BB} = 23.5$ МГц, $f_{2,BB} = 34$ МГц и $f_{3,BB} = 44.5$ МГц. Уровни входной мощности f_1 и f_2 намеренно установлены равными -55 дБм, что выше, чем f_3 (-85 дБм). Интермодуляционные искажения от этих двух каналов появятся вокруг самих f_1, f_2, а также вокруг f_3. Как показано на рисунке 4, спектр после процесса компенсации значительно улучшается. Нелинейные компоненты (зеленая линия), генерируемые f_1 и f_2, эффективно уменьшаются.



(a)



(b)

Рисунок 4. а) спектры принятых сигналов; б) спектры сигналов до и после компенсации искажений с использованием предложенной методики

ВЫВОДЫ

В этой статье подробно изучалось влияние искажений МШУ в DRX-приемнике. На основе полученных аналитических моделей сигналов предложена новая схема компенсации искажений для DRX, позволяющая перенести все процессы в низкочастотную область. Результаты моделирования показали, что реализованные схемы компенсации эффективно улучшают динамический диапазон принимаемого без искажений сигнала на 20 дБ. Предложенные схемы позволяют устранять все виды искажений, и вся обработка производится в базовой полосе частот. Эти схемы выгодны с точки зрения аппаратного обеспечения, энергоемкости и

упрощения конструкции приемника.

Литература

1. Software Defined Radio, Spectrum Analyzer, and Panoramic Adapter/ Available: http://www.rfspace.com/RFSPACE/SDR-IQ.html. [Accessed May 20, 2019].
2. Perseus SDR - Software Defined 10 kHz - 30 MHz Receiver. Available: http://microtelecom.it/perseus/. [Accessed May 20, 2019].
3. O. Jamin, Broadband Direct RF Digitization Receivers, Analog Circuits and Signal Processing 121, DOI 10.1007/978-3-319-01150-9_2, Springer International Publishing Switzerland 2014
4. A A. Abidi, “Direct-conversion radio transceivers for digital communications,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 30, no. 12, pp. 1399–1410, Dec. 1995.
5. O. Jamin, V. Rambeau, F. Goussin, and G. Lebailly, “An rf frontend for multi-channel direct rf sampling cable receivers,” in ESSCIRC (ESSCIRC), 2011 Proceedings of the, Sept 2011, pp. 347–350.
6. Purnachandar Poshala, “Why Oversample when Undersampling can do the Job?”, Texas Instruments Incorporated, July 2013. Available: http://www.ti.com

UNDERSAMPLING REFERENCE RECEIVER FOR LNA DISTORTIONS COMPENSATION DIRECT RF DIGITIZATION RECEIVER

postgraduate student Ngoc-Anh Vu[1], postgraduate student Thi-Hong-Tham Tran[2], PhD Hai-Nam Le[1], PhD Hai Duong Nguyen[1], PhD Quang-Kien Trinh[1],

[1]Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam
[2]Moscow Institute of Physics and Technology, Moscow, Russia

The paper analyzes the effect of the nonlinear distortion of Low Noise Amplifier (LNA) in multichannel direct RF digitization receivers (DRF–RX). A novel distortion compensation approach has been proposed, where the compensation is performed entirely in the digital domain at baseband after the digital down-converter (DDC). Distortion information is extracted from the signals of the main receiver and a linear reference receiver. The reproduced information is used for distortion compensation using a nonlinear model and an adaptive Least Mean Square (LMS) algorithm. As the major advantage, processing at baseband with a low sampling rate significantly reduces the cost, the design complexity and the energy consumption of the receiver. The proposed undersampling reference receiver structure exhibits additional benefit in terms of hardware usage and energy consumption by using a low-cost and large dynamic range ADC.

ВЛИЯНИЕ ИСКЛЮЧЕНИЯ СРЕДНЕГО РЭЛЕЕВСКОГО ШУМА НА ТОЧНОСТЬ МОНОИМПУЛЬСНОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ

д.ф.-м.н., проф. Морозов О.А., д.т.н., проф. Фидельман В.Р.,
асп. Чуманкин Ю.Е.

Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского

При решении задачи детектирования и пеленгации источника излучения моноимпульсным методом необходимо добиться как можно меньшего значения средней погрешности. Погрешность возникает по причине многих факторов, в том числе, вследствие присутствия шума в канале передачи. В качестве исходных данных для пеленгации используются амплитуды сигналов, зарегистрированных в разных каналах. Шумы в значениях амплитуд подчиняются распределению Рэлея, среднее значение которого не является нулевым. Исключение ненулевого среднего из амплитуд позволит повысить ОСШ, что в свою очередь уменьшит

погрешность пеленгации. В работе предложен алгоритм оценки и исключения ненулевого среднего. Получены оценки точности пеленгации с использованием и без использования предложенного алгоритма.

В настоящее время актуальна задача однопозиционного пассивного определения местоположения источника радиоизлучения (ИРИ). Для определения местоположения источника излучения могут применяться пассивные методы пеленгации [1].

Однопозиционные методы предполагают использование одной многолучевой принимающей антенны с несколькими каналами приема. Каждому каналу приема соответствует один луч диаграммы направленности (ДН) антенны, причем электрические оси лучей ориентированы по-разному. Основным этапом решения указанной задачи является определение пеленга на ИРИ. Далее рассматривается задача пеленгации.

Описание ДН и положения источника излучения ведется в системе координат азимутальный угол φ - угол места θ. ДН дискретизуется на сетке в указанной системе координат. Из определения ДН [2] следует

$$A_i = A_0 d_i(\varphi_0, \theta_0) + A_{ni}, \quad (1)$$

где A_i – амплитуда излучения, принятого i-ым лучом ДН, A_0 – амплитуда излучения источника, d_i – ДН i-ого луча, (φ_0, θ_0) – направление на источник излучения, A_{ni} – амплитуда шума в i-ом луче.

Традиционно в задачах обнаружения и обработки сигналов делается предположение о гауссовом распределении шумов в канале, из чего следует, что амплитуда шума A_{ni} распределена в соответствии с распределением Рэлея.

Как правило, задача однопозиционного пассивного пеленга формулируется как решение системы уравнений относительно неизвестного направления на источник (φ_0, θ_0) [3]:

$$\frac{A_i - A_j - A_{ni} + A_{nj}}{A_i + A_j - A_{ni} - A_{nj}} = \frac{d_i(\varphi_0, \theta_0) - d_j(\varphi_0, \theta_0)}{d_i(\varphi_0, \theta_0) + d_j(\varphi_0, \theta_0)}, \quad (2)$$

причём, для решения системы уравнений суммой и разностью шумовых отсчётов обычно пренебрегают. В данной работе предлагается не пренебрегать шумовыми отсчётами, а учесть их с использованием определения математического ожидания (3).

$$\mu = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} A_{ni}. \quad (3)$$

Сумма шумовых отсчётов приближенно равна произведению количества слагаемых на μ. Заменим в выражении (2) сумму шумовых отсчетов на математическое ожидание шума, умноженное на количество слагаемых. Такое приближение будет тем точнее, чем больше слагаемых в нём участвует. Рассмотрим как изменится система уравнений (2), если учесть амплитуду сигнала A_k еще в одном канале. С использованием приближения получаем систему уравнений (4)

$$\frac{A_i - A_j + A_k - \mu}{A_i + A_j + A_k - 3\mu} = \frac{d_i(\varphi_0, \theta_0) - d_j(\varphi_0, \theta_0) + d_k(\varphi_0, \theta_0)}{d_i(\varphi_0, \theta_0) + d_j(\varphi_0, \theta_0) + d_k(\varphi_0, \theta_0)}. \quad (4)$$

В системе уравнений (4) неизвестными являются параметры (φ_0, θ_0) и μ. В настоящей работе решение систем нелинейных уравнений (2) и (4) осуществляется путём минимизации функций квадратичных ошибок (5) и (6) соответственно методом симплексной оптимизации:

$$E_2(\varphi_0, \theta_0) = \sum_{i=1}^{N-1}\sum_{j=i+1}^{N}\left(\frac{A_i - A_j}{A_i + A_j} - \frac{d_i(\varphi_0, \theta_0) - d_j(\varphi_0, \theta_0)}{d_i(\varphi_0, \theta_0) + d_j(\varphi_0, \theta_0)}\right)^2, \quad (5)$$

$$E_3(\varphi_0, \theta_0, \mu) = \sum_{i=1}^{N-2}\sum_{j=i+1}^{N-1}\sum_{k=j+1}^{N}\left(\frac{A_i - A_j + A_k - \mu}{A_i + A_j + A_k - 3\mu} - \frac{d_i(\varphi, \theta) - d_j(\varphi, \theta) + d_k(\varphi, \theta)}{d_i(\varphi, \theta) + d_j(\varphi, \theta) + d_k(\varphi, \theta)}\right)^2, \quad (6)$$

где N – количество лучей антенны.

Для моделирования использована модель осесимметричной параболической антенны с диаметром рефлектора 10 м, фокусным расстоянием 7 м и 16 облучателями. Частота настройки антенны выбрана равной 8 ГГц. Диаграмма, вычисленная методом блестящих точек, представлена на рисунке 1.

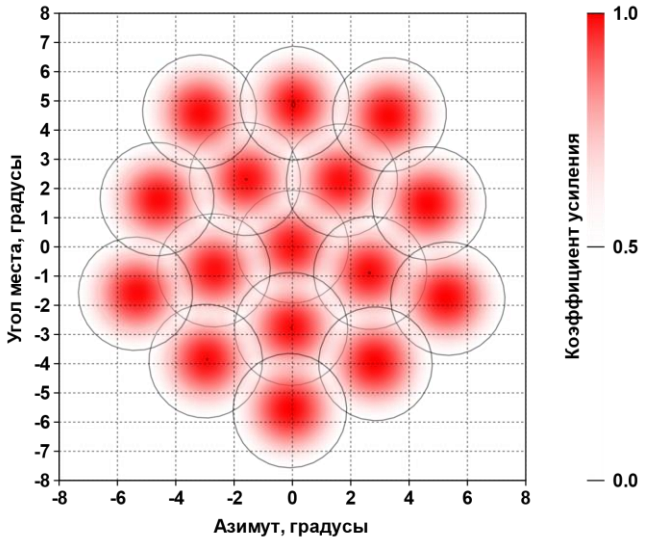


Рисунок 1 – Диаграмма направленности антенны, использованной для проведения численного эксперимента

Погрешность пеленга определяется как угловое расстояние между направлением на источник излучения и результатом решения задачи вычисления пеленга. Практический интерес представляет определение пеленга с погрешностью, которая не превышает заданную. Вероятность определения пеленга P при данном условии может быть использована как критерий качества работы алгоритма пеленгации. В настоящей работе в качестве заданной принята погрешность 0.2 градуса. Для определения вероятности P проведено 10000 вычислительных экспериментов. При регистрации амплитуд фиксируется ОСШ на входе антенной системы [3], а на регистрируемые амплитуды накладываются шумовые отсчёты, распределение амплитуд которых является рэлеевским. Каждому эксперименту соответствует случайное расположение источника радиоизлучения, положение источников подчиняется равномерному распределению по области моделирования $\varphi^2 + \theta^2 < (7 \text{ градусов})^2$.

Вычислена зависимость вероятности P от отношения сигнал / шум (ОСШ), которое изменялось в пределах от -5 до 15 дБ. Результаты моделирования представлены на рисунке 2. Цифрой 2 отмечена кривая, для которой пеленги найдены оптимизацией функции E_2 (без применения предложенного метода), цифрой 3 отмечена кривая, для которой пеленги найдены оптимизацией функции E_3 (с использованием предложенного метода).

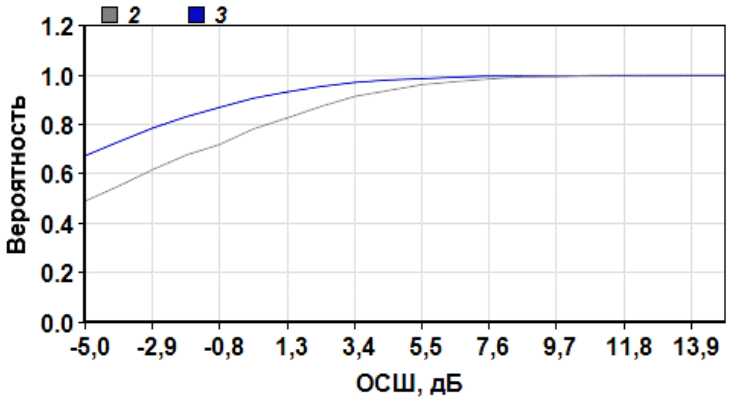


Рисунок 2 – Зависимость вероятности P от ОСШ

В результате проведения численных экспериментов, получено, что исключение среднего рэлеевского шума позволяет повысить вероятность P пеленгации с погрешностью меньше 0.2 градуса. Например, при ОСШ на входе антенной системы 1.5 дБ применение предложенного метода позволяет повысить вероятность P на ~0.1.

Литература

1. Логинов А.А., Морозов О.А., Семенова М.Ю. Алгоритмы повышения точности оценки пеленга в задаче амплитудной моноимпульсной пассивной локации // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2010. №5(2). С. 358-362.
2. Драбкин А.Л, Зузенко В.Л, Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. – М.: Сов. радио. 1974. 536 с.
3. Fidelman V.R., Morozov O.A. Chumankin Y.E. Correction of radiation pattern due to antenna reflector deformation in passive monopulse direction finding problem // ITM Web of Conferences. 2019. Vol. 30. DOI:10.1051/itmconf/20193005020.

THE EXCLUSION OF RAYLEIGH NOISE AVERAGE INFLUENCE IN THE MONOPULSE DIRECTION FINDING PROBLEM

Ph. D., prof. Morozov O.A., Ph. D., prof. Fidelman V.R.,
p.g. Chumankin Y.E.

Lobachevsky State University of Nizhniy Novgorod

It is necessary to achieve the lowest possible value of the average error, in dealing with solving detection and bearing of radiation source problem. The error is due to many factors, including due to the presence of noise in the transmission channel. As initial data for the direction-finding problem, the amplitudes of signals recorded in different channels are used. Recorded noise obeys the Rayleigh distribution with nonzero average. The exclusion of a nonzero average will increase the SNR, which will reduce the direction-finding error. An algorithm for estimating a nonzero average is proposed. Accuracy estimation of the of direction finding problem was obtained using and without using the proposed algorithm.

РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ РАДИОФИЗИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ ИОНОСФЕРЫ (ПЕРЕДАЮЩАЯ ЧАСТЬ)

студ. Щипкова Ю.А., студ. Мулин В.В.

Поволжский государственный технологический университет

Рассматриваются способы диагностирования ионосферы для повышения надежности КВ связи с использованием сигналов ЛЧМ. Проведен расчет распространения ЛЧМ-сигнала при много модовом распространении, а также описана проблема синхронизации передающего и приемного устройства ионозонда. Предложена схема передатчика комплекса для исследований ионосферы с помощью наклонного зондирования.

Ключевые слова: ионосфера, КВ связь, ЛЧМ сигнал, ионозонд, наклонное зондирование.

Ведение.

Низкая устойчивость КВ связи, обусловленная изменчивостью во времени условий распространения радиоволн в ионосфере Земли, является одним из основных ее недостатков. Это не позволяет использовать ее в полной мере для при передаче информации на дальние и сверхдальние расстояния.

Целью исследования является разработка аппаратно-программного комплекса для радиофизического исследования ионосферы.

Задачи, которые необходимо решить при работе над данной темой:

1) Расчет распространения непрерывных ЛЧМ-сигналов в ионосфере;

2) Синхронизация передающей и приемной аппаратуры.

3) Разработка функциональной схемы ЛЧМ-ионозонда (передающей части).

Ионосферный канал используется для передачи информации на многие тысячи километров и не требует для своего поддержания материальных затрат. Его характерная особенность – это многолучевость, т.е. возможность распространения радиоволны из пункта передачи информации в предполагаемый пункт её приема по нескольким, не совпадающим траекториям, что и ведет, в конечном итоге, к низкой пропускной способности этого канала. На рисунке 1 показан пример ионограммы, когда в широкой полосе частот наблюдаются следы мощного рассеянного сигнала НЗ.

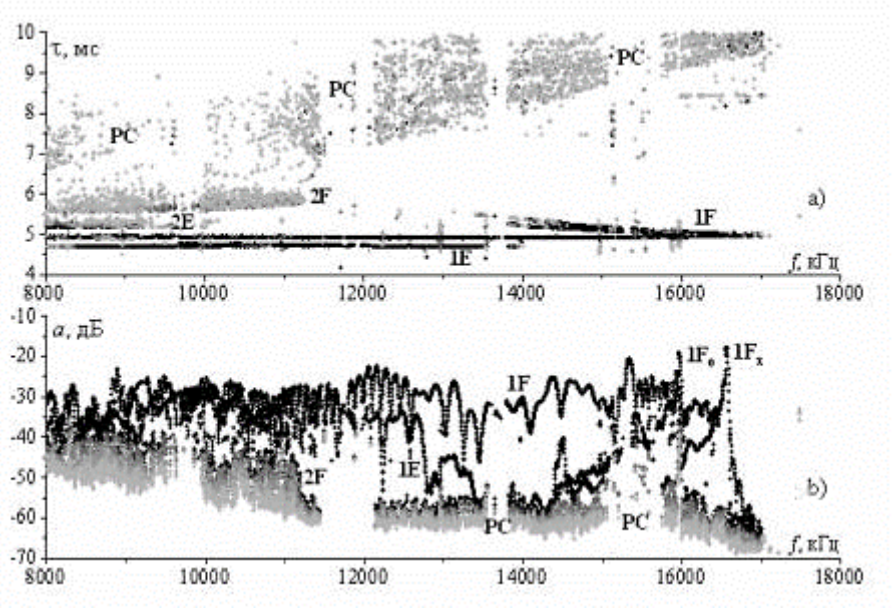


Рисунок 1. ДЧХ и АЧХ на трассе наклонного ЛЧМ зондирования

Пробный ЛЧМ-сигнал является непрерывным и поэтому время его излучения зависит от диапазона частот Δf, в котором просматривается состояние канала связи, и скорость изменения частоты $V = df/dt$.

Таким образом $T_{изл.} = \Delta f / V$,

например, при $\Delta f = 30$МГц и $V = 100$ кГц/с время излучения составит $T_{изл.} = 5$ мин.

Если второй генератор ЛЧМ-сигнала, который находится на приемном устройстве, запускается одновременно с первым, то разность их частот **F**, будет определяться временем распространения **t**p пробного сигнала по ионосферному каналу.

$$F = V * t_p.$$

В точку приема сигнал может прийти различным путем, отразившись 1, 2 или 3 раза от ионосферы (рисунок 2).

Рисунок 2. Пути прохождения сигнала, отраженного от ионосферы

Каждому пути распространения (моде) будет соответствовать своя разностная частота. Если мода ионосферного сигнала, приходящего в точку приема первой, имеет задержку **t**р.1, а последней **t**р.n. Значит для обеспечения приема всех мод сигнала, полоса пропускания составляет

$$\Delta F = V^* (t_{р.1} - t_{р.n})$$

Таким образом для трассы протяженностью 3000 км **(t**р.1 - **t**р. n) ~3мс и при **V = 100 кГц/с** получаем, что **ΔF = 300Гц.**

Наклонное зондирование ионосферы предполагает синхронную работу передающего и приемного устройства. Вопросы синхронизации также важны и для практики радиосвязи. Причем, с увеличением быстродействия связи требования к точности синхронизации повышаются.

Будем иметь ввиду, что, как при НЗ ионосферы, так и в задачах связи за начало отсчета времени на приемном устройстве удобно принять время прихода основной моды ионосферного сигнала.

Процедура синхронизации важна здесь лишь для того, чтобы ионосферный сигнал попал в полосу пропускания приемника и его можно было затем подвергнуть необходимой обработке. Поэтому, будем считать, что шкалы времени (ШВ) передающего и приемного устройств сличены, если ШВ на приемном конце имеет своим началом время прихода ионосферного сигнала, излученного в момент начала ШВ на передающем конце.

Таким образом, наша задача состоит в выполнении таких действий, которые бы привели к совпадению с определенной точностью ШВ на выходе и входе приемника, а затем в поддержании с той же точностью установленного синхронизма.

Проблему сличения шкал времени следует разделить на следующие части: вхождение в синхронизм, корректировка шкал после вхождения в синхронизм и корректировка шкал для поддержания синхронизма с заданной точностью. Рассмотрение начнем с последней части данной проблемы. Допустим, что каким-то образом ШВ сличены. Однако, из-за нестабильности ионосферы и нестабильности опорных генераторов ШВ начнут расходиться требуя постоянной коррекции. Отметим, что изменения во времени основной моды сигнала из ОРЧ удобно скорректировать сразу же после акта НЗ ионосферы. Если частота актов зондирования будет определяться требованиям поддержания синхронизма с заданной точностью, то далее имеет смысл рассмотреть лишь влияние нестабильности опорных генераторов (ОГ). Пусть в качестве ОГ в часах используется кварц суточной нестабильностью **~5x10-9**. Тогда расхождение в показаниях часов за сутки может достигнуть **0,5-2 мс.** Если, например, необходимо обеспечить точность синхронизаций **~50 мкс**, то ход таких часов мы должны будем корректировать ежечасно. Повышение стабильности кварцевого ОГ на порядок может быть достигнуто благодаря синхронизации номинала его частоты с

номиналом частоты СДВ-станции. Технически это реализуется с помощью схемы ФАПЧ (фазовой автоподстройки частоты).

Трудности в синхронизации импульсного зонда заключаются в том, что импульсный ионосферный сигнал очень малое время воздействует на приемник. Обычно для этих целей применяются сигналы станций точного времени: либо КВ-станций, либо станций СДВ диапазона. При использовании тех и других сигналов, как правило, удается согласовать ШВ на передатчике и приемнике с достаточной точностью.

Проверка прохождения зондирующего ЛЧМ-сигнала проводилась на трассах Йошкар-Ола-Яранск и Йошкар-Ола – Кипр. Полученные результаты показали увеличение надежности КВ-связи на 90% при применении технологии НЗ ионосферы ЛЧМ-сигналами.

Использовалась схема передающего устройства, представленная на рисунке 3.

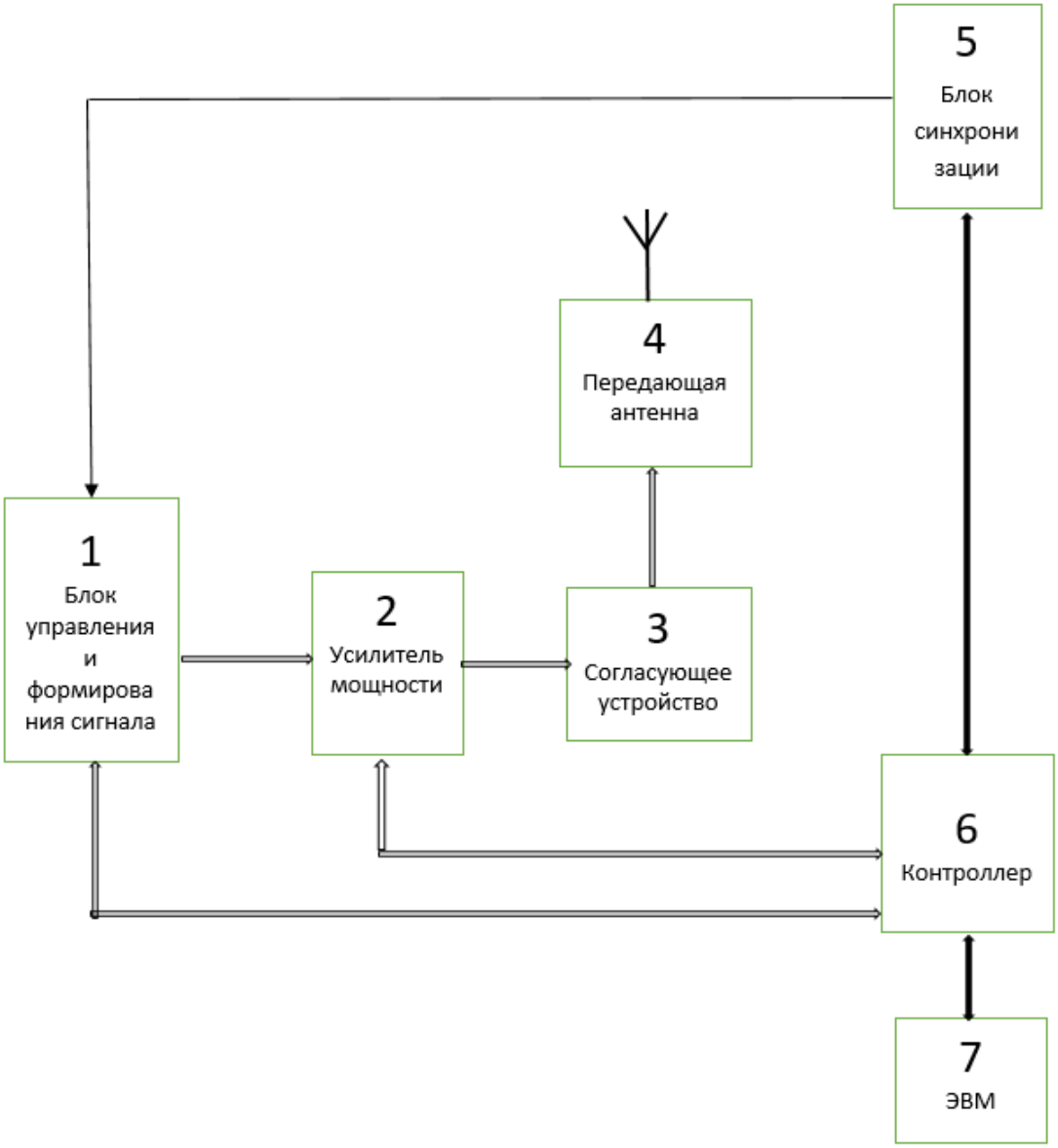


Рисунок 3. Структурная схема передающей части аппаратно-программного комплекса

Передающая часть аппаратно-программного комплекса для радиофизических исследований ионосферы состоит из блока управления и формирования зондирующего сигнала. Он формирует ЛЧМ-сигнал для

зондирования ионосферы, который после этого попадает на вход усилителя мощности. Усилитель мощности усиливает данный сигнал до необходимого уровня и передает его на АФУ (антенно-фидерное устройство) через согласующее устройство. Кроме того, в передающем устройстве имеется блок синхронизации сигнала, который выдает синхронизирующий сигнал. В передающем устройстве еще имеется управляющий контроллер, который осуществляет контроль за параметрами передающего сигнала, уровнем его мощности, а также его синхронизацию. И выход параметра сигнала осуществляется на ЭВМ оператора.

Заключение.

Таким образом, предложен метод улучшения надежности качества КВ-связи с использованием наклонного зондирования ионосферы и использованием сверхширокополосного ЛЧМ-сигнала. Представлена функциональная схема передающей части ЛЧМ-ионозонда, позволяющая существенно повысить качество передачи данных КВ-связи при, увеличении точности синхронизации до величины реальной разрешающей способности ЛЧМ-метода диагностики ионосферы.

Литература

1. Иванов В.А. ЛЧМ-ионозонд и его применение в ионосферных исследованиях / В.А. Иванов, В.И. Куркин, В.Е. Носов, В.П. Урядов, В.В. Шумаев // Известия Вузов. Радиофизика. — 2003. — Т. 46, N 11. — С. 919–952.
2. Иванов В. А., Иванов Д. В., Рябова Н. В. Развитие радиофизических методов диагностики ионосферы и каналов КВ-связи с использованием цифрового ЛЧМ-ионозонда // Сборник докладов XXIII Всерос. науч. конф. по распространению радиоволн. Йошкар-Ола, 2011. Т. 1. С. 20 — 30.
3. Колчев, А.А. Новые измерительные методики ЛЧМ-ионозонда / А.А. Колчев, А.Е.Недопекин, Д.А. Фомин, Д.Г. Шпак, А.Г. Чернов, В.В. Шумаев, А.О. Щирый // Пятнадцатая региональная конференция по распространению радиоволн. СПб., 2009.
4. Щирый А.О. Гибкая перестройка ионограмм наклонного радиозондирования ионосферы в процессе вторичной обработки // Новые информационные технологии в автоматизированных системах: материалы четырнадцатого научно-практического семинара. - М.: Моск. гос. ин-т электроники и математики, 2011. -ISBN 978-5-94506-253-5. - с. 138-140.

DEVELOPMENT OF A HARDWARE-SOFTWARE COMPLEX FOR RADIOPHYSICAL STUDIES OF THE IONOSPHERE (TRANSMITTING PART)

student Schipkova Y.A., student Mulin V.V.

Volga State University of Technology, VSUT, Volgatech.

Methods for diagnosing the ionosphere to increase the reliability of HF communications using chirp signals are considered. The propagation of the chirp signal with multimode propagation was calculated, and the synchronization problem of the transmitter and receiver of the ionosonde was described. A transmitter scheme for the complex for ionosphere research using oblique sounding is proposed.

ПДН ЩЕЛЕВЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ЦИФРОВОЙ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

асп. Яшенков А.О.

АО «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники»

В представленном докладе получены формулы, описывающие диаграмму направленности продольного щелевого излучателя на бесконечном проводящем цилиндре в сферической системе координат. Полученные выражения применимы к тонким щелевым излучателям любой длины. Приведены формулы расчета взаимных проводимостей и парциальных диаграмм направленности продольных щелевых излучателей. Представлены результаты расчета. Оговорено дальнейшее использование полученных результатов в методе управляемых связей в ФАР для подавления сигналов помех.

Введение

На сегодняшний день в современных радиотехнических комплексах преимущественно используются плоские антенные решетки (АР), в меньшей степени зеркальные и гибридные зеркальные антенные системы. Использование цилиндрических АР, впрочем, как и конформных АР другого вида, встречается значительно реже. Причиной этому служат сложность системы возбуждения излучателей и их избыточное количество.

Наряду с недостатками цилиндрических цифровых антенных решеток (ЦАР), можно выделить их преимущества. К достоинствам цилиндрических ЦАР можно отнести:

-Широкоугольное сканирование в азимутальной плоскости без изменения ширины главного лепестка диаграммы направленности (ДН);

-Значительный прирост скорости обзора кругового пространства (по сравнению с плоскими антенными решетками);

-Возможность формирования нескольких максимумов ДН в диаметрально противоположных направлениях;

-Удобство размещения цилиндрических ЦАР на некоторых объектах (обшивки самолетов, ракет).

Теория цилиндрических АР приводится в [1, 2].

1 ДН единичного излучателя цилиндрической ЦАР

Рассмотрим одиночный продольный щелевой излучатель, расположенный на бесконечном проводящем цилиндре радиуса a (рисунок 1 а). φ_n – координата углового положения центра излучателя на цилиндре. Длину и ширину щели обозначим, соответственно, L и w. Полагаем, что щель резонансная и узкая (w<<λ), где λ – длина волны.

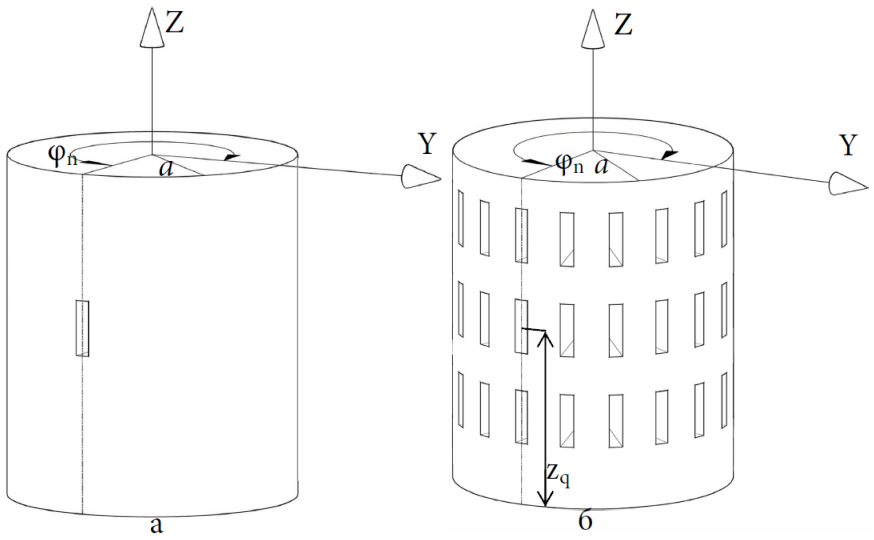


Рисунок 1

В [3] приведен аналитический вывод формулы, описывающей ДН единичного излучателя $E(\varphi, \theta)$, расположенного на поверхности бесконечного проводящего цилиндра, в сечении $\theta = \frac{\pi}{2}$, для случая $L = \frac{\lambda}{2}$, где φ и θ – азимутальное и угломестное направление соответственно. Ниже приведен вывод аналитической

формулы ДН единичного излучателя в сферической системе координат, для произвольных значений L резонансной щели.

Плотность магнитного тока излучателя задаётся выражением:

$$j_{zn}^{M}(r',\varphi',z') = \begin{cases} I_n^M \cdot \cos\left(\frac{\pi}{L}\cdot z'\right)\cdot\delta(r'-a)\cdot\frac{\delta(\varphi'-\varphi_n)}{r'} & \text{для } -\frac{L}{2}\le z'\le\frac{L}{2}, \\ 0 \text{ для } |z'|>\frac{L}{2}. \end{cases} \quad (1)$$

где I_n^M – комплексная амплитуда излучателя;

$k=\frac{2\cdot\pi}{\lambda}$ – волновое число;

$\delta(x)$ – дельта функция.

Плотности всех составляющих электрического тока и φ, r составляющих магнитного тока примем равными нулю:

$$\begin{aligned} j_z^{\text{э}}(r',\varphi',z')&=0,\\ j_\varphi^{\text{э}}(r',\varphi',z')&=0,\\ j_r^{\text{э}}(r',\varphi',z')&=0,\\ j_\varphi^{M}(r',\varphi',z')&=0,\\ j_r^{M}(r',\varphi',z')&=0. \end{aligned} \quad (2)$$

ДН единичного излучателя, расположенного на поверхности бесконечного проводящего цилиндра [3]:

$$\mathrm{E}(\varphi,\theta)=\frac{\omega\cdot\mu_a'}{k\cdot\sin(\theta)}\cdot H_z(\varphi,\theta), \quad (3)$$

где:

$$H_z(\varphi,\theta)=\frac{e^{-i\cdot k\cdot R}}{R}\sum_{m=-\infty}^{\infty} i^m 2e^{-i\cdot m\cdot\varphi}\left(F_2^M(k\sin(\theta))-F_1^M(k\sin(\theta))\frac{J_m'(ka\sin(\theta))}{H_m^{(2)'}(\mathrm{kasin}(\theta))}\right), \quad (4)$$

$F_s^M(x)$ для описанных выше плотностей тока имеет вид:

$$F_s^M(x)=\frac{1}{8\cdot\pi}\frac{x^2}{i\cdot\omega\cdot\mu_a'}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{0}^{\infty}\int_{0}^{2\cdot\pi} j_z^M(r',\varphi',z')R_m(x\cdot r')e^{\mp\sqrt{x^2-k^2}\cdot z'+i\cdot m\cdot\varphi'}d\varphi' dr' dz', \quad (5)$$

для s=1 $R_n(x\cdot r')=H_n^{(2)}(x\cdot r')$, для s=2 $R_n(x\cdot r')=J_n(x\cdot r')$,

$J_m(x)$ и $J_m'(x)$ – функция Бесселя первого рода и ее производная,

$H_m^{(2)}(x)$ и $H_m^{(2)'}(x)$ – функция Ганкеля второго рода и ее производная.

Подставив (1) в (5) получим:

$$F_s^M(x)=\frac{I_n^M}{4}\frac{x^2}{i\cdot\omega\cdot\mu_a'}\cdot e^{i\cdot m\cdot\varphi_n}\cdot\frac{L\cdot\cos\left(\frac{L\cdot k}{2}\sqrt{1-\frac{x^2}{k^2}}\right)}{\pi^2+(L^2x^2-L^2k^2)}\cdot R_m(x\cdot a). \quad (6)$$

Подставив (4) в (3) и получим:

$$\mathrm{E}(\varphi,\theta)=\frac{e^{-i\cdot k\cdot R}}{R}\frac{-i\cdot\sin(\theta)\cdot I_n^M\cdot k\cdot L\cdot\cos\left(\frac{L\cdot k}{2}\cos(\theta)\right)}{\pi^2-L^2k^2\cos(\theta)^2}\sum_{m=-\infty}^{\infty}\left[i^m\frac{e^{i\cdot m\cdot(\varphi_n-\varphi)}}{2\cdot H_m^{(2)'}(\mathrm{kasin}(\theta))}\times\right.$$
$$\left.\times\left\{J_m(ka\sin(\theta))H_m^{(2)'}(ka\sin(\theta))-H_m^{(2)}(ka\sin(\theta))J_m'(ka\sin(\theta))\right\}\right]. \quad (7)$$

В (7) выражение в фигурных скобках можно записать в виде функций Ганкеля [4]:

$$J_m(x)=\frac{1}{2}\left(H_m^{(1)}(x)+H_m^{(2)}(x)\right), \quad (8)$$

$$J_m'(x)=\frac{m}{x}J_m(x)-J_{m+1}(x), \quad (9)$$

$$H_m^{(2)'}(x) = \frac{m}{x} H_m^{(2)}(x) - H_{m+1}^{(2)}(x), \tag{10}$$

и далее в виде асимптотического представления при больших значениях аргумента, используя:

$$H_m^{(1,2)}(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi \cdot x}} \cdot e^{\pm i\left(x - \frac{\pi \cdot n}{2} - \frac{\pi}{4}\right)}. \tag{11}$$

Преобразовав выражение (7) при помощи (8 – 11) получим:

$$\mathrm{E}(\varphi, \theta) = \frac{e^{-i \cdot k \cdot R}}{R} \frac{\cos\left(\frac{L \cdot k}{2}\cos(\theta)\right)}{\pi^2 - L^2 k^2 \cos(\theta)^2} \frac{I_n^M \cdot L}{\pi \cdot a} \sum_{m=-\infty}^{\infty} i^m \frac{e^{i \cdot m \cdot (\varphi_n - \varphi)}}{H_m^{(2)'}(\mathrm{k} \cdot \mathrm{a} \cdot \sin(\theta))}. \tag{12}$$

Выражение (12) удобно преобразовать к виду:

$$\mathrm{E}(\varphi, \theta) = \frac{e^{-i \cdot k \cdot R}}{R} \frac{\cos\left(\frac{L \cdot k}{2}\cos(\theta)\right)}{\pi^2 - L^2 k^2 \cos(\theta)^2} \frac{I_n^M \cdot L}{\pi \cdot a} \sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_m i^m \frac{\cos(m \cdot (\varphi_n - \varphi))}{H_m^{(2)'}(\mathrm{k} \cdot \mathrm{a} \cdot \sin(\theta))}, \tag{13}$$

где $\varepsilon_m = 1, \text{при } m = 0,\ \varepsilon_m = 2, \text{при } m \neq 0.$

2 Парциальная ДН (ПДН) излучателя цилиндрической ЦАР

Под ПДН понимается ДН излучателя, находящегося в окружение других излучателей АР. Все излучатели, кроме исследуемого, нагружены на согласованные нагрузки. ПДН в различных сечениях АФАР могут изменяться при наличии взаимодействий между излучателями как по эфиру, так и в их трактах.

Рассмотрим решетку щелевых излучателей на бесконечном проводящем цилиндре. Цилиндр и излучатели имеют такие же параметры как в пункте 1. Цилиндрическая ЦАР приведена на рисунке 1 б. φ_n, z_q – координата углового положения центра nq-го излучателя на цилиндре.

Полагаем, что цилиндрическая ЦАР состоит из Q колец, а каждое кольцо из N излучателей. Общее количество излучателей обозначим $NQ = N \cdot Q$, и в дальнейшем будем нумеровать все излучатели последовательно nq от 1 до NQ. Соответствующие nq номер кольца обозначим q от 1 до Q, а номер излучателя в кольце n от 1 до N. $q = floor\left(\frac{nq-1}{N}\right) + 1, n = qn - floor\left(\frac{nq-1}{N}\right) \cdot N,$

$$\begin{aligned} q &= floor\left(\frac{nq-1}{N}\right) + 1, \\ n &= qn - floor\left(\frac{nq-1}{N}\right) \cdot N, \end{aligned} \tag{14}$$

где *floor(x)* – функция отбрасывающая дробную часть числа.

Запишем ДН единичного nq-го излучателя с учетом его положения по координате Z:

$$\mathrm{E}(\varphi, \theta)_{nq} = \frac{e^{-i \cdot k \cdot R}}{R} \frac{\cos\left(\frac{L \cdot k}{2}\cos(\theta)\right)}{\pi^2 - L^2 k^2 \cos(\theta)^2} \frac{I_n^M \cdot L}{\pi \cdot a} e^{i \cdot k \cdot z_q \cdot \cos(\theta)} \sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_m i^m \frac{\cos(m \cdot (\varphi_n - \varphi))}{H_m^{(2)'}(\mathrm{k} \cdot \mathrm{a} \cdot \sin(\theta))}, \tag{15}$$

ПДН излучателей:

$$\mathrm{F} = (\mathrm{Y}^{-1})^T \cdot E, \tag{16}$$

где:

F – вектор ПДН излучателей, размерностью NQ;

Y – матрица взаимных проводимостей, размерностью NQxNQ;

E – вектор ДН единичных излучателей, размерностью NQ.

Из [5] известно, что матрица взаимных проводимостей может быть найдена:

$$\begin{aligned} Y_{nq,nq'} = \frac{iLw}{8\pi^2 ak\eta} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \Bigg[sinc\left(\frac{mw}{2a}\right)^2 e^{-i \cdot m \cdot (\varphi_n - \varphi_{n'})} \int_{-\infty}^{\infty} kc \frac{H_m^{(2)}(kc \cdot a)}{H_m^{(2)'}(kc \cdot a)} e^{-i \cdot kz \cdot \left(z_q - z_{q'}\right)} \times \\ \times \left\{ sinc\left(\frac{kz \cdot L + \pi}{2}\right) + sinc\left(\frac{kz \cdot L - \pi}{2}\right) \right\}^2 dkz \Bigg], \end{aligned} \tag{17}$$

где $\eta = 120\pi$ – волновое сопротивление свободного пространства;

$$kc = \begin{cases} -i \cdot \sqrt{kz^2 - k^2} \ - \text{для } |kz| \le |k|, \\ \sqrt{k^2 - kz^2} \ - \text{для } |kz| > |k|. \end{cases} \quad (18)$$

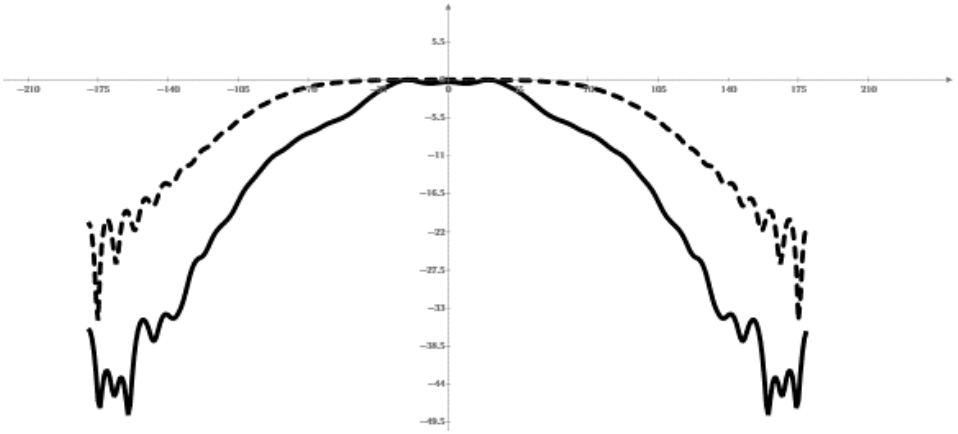


Рисунок 2

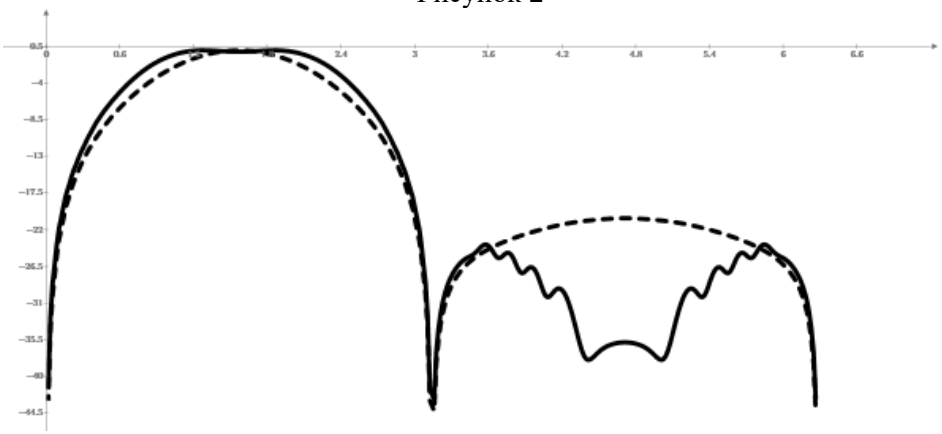


Рисунок 3

На рисунках 2 и 3 приведены ДН единичного излучателя (пунктирная линия) и ПДН излучателя (сплошная линия) в азимутальной ($\theta = \frac{\pi}{2}$) и угломестной ($\varphi = 0$) плоскости соответственно. Расчет ДН производился для цилиндрической ЦАР с параметрами: $a = \frac{18}{k}$, $L = 0.6 \cdot \lambda$, $w = 0.1 \cdot \lambda$, $\varphi_n = 0$, N=36, Q=3.

Полученные результаты, будут использованы для реализации метода управляемых связей в цилиндрической ЦАР. Метод направлен на формирование нулей в ПДН излучателей и требует знание форм ПДН излучателей конформных ЦАР. В общем виде для линейных и конформных решеток метод описан в [6, 7].

Литература

1. Воскресенский Д.И., Пономарев Л.И., Филиппов В.С. Выпуклые сканирующие антенны. М.: Сов. радио, 1978, 304 с.
2. Инденбом М. В. Антенные решетки подвижных обзорных РЛС. М.: Радиотехника, 2015, 416 с.
3. Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М.: Радио и связь, 1983, 296 с.
4. Ватсон Г.Н. Теория бесселевых функций. Часть 1. Издательство иностранной литературы, 1949, 797 с.
5. Stewart, G. E., and K. E. Golden, Mutual admittance for axial rectangular slots in a large conducting cylinder, IEEE Trans. Antennas Propag., 19, 120 – 122, 1971.
6. Андреев В.Ф., Воронов Р.Х. Метод формирования провалов в парциальных диаграммах направленности излучателей приемных АФАР // Сборник трудов 18-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение». - Москва, DSPA-2016.
7. Андреев В.Ф., Яшенков А.О. Метод формирования провалов в парциальных диаграммах направленности излучателей приёмных конформных АФАР. // Вестник воздушно-космической обороны. 2018 г., №2(18). С. 92-96.

PARTIAL RADIATION PATTERNS OF SLOT ANTENNAS ELEMENTS OF A DIGITAL CYLINDRICAL RADAR ANTENNA ARRAY

postgraduate A.O. Yashenkov

AO «VNIIRT» (All Russian research institute of radio engineering)

In this paper formula slot antenna element pattern of the cylindrical radiator antenna array in a spherical coordinate system. The expressions obtained are applicable to thin slot antenna element of any length. The formulas for calculating the mutual admittance and partial patterns of slot antenna element. Presented the results of calculation. Further use of the obtained results in the method is Adaptive algorithm with producing nulls in partial radiation pattern of individual antenna elements in an array.

_____ ◆ _____

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ПРОВАЛОВ В ПАРЦИАЛЬНЫХ ДИАГРАММАХ НАПРАВЛЕННОСТИ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ПРИЕМНОЙ КОЛЬЦЕВОЙ АР

асп. Яшенков А.О.

АО «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники»

Описан метод формирования провалов в парциальных диаграммах направленности излучателей приемных цифровых кольцевых антенных решеток в направлениях на источники мешающих сигналов. Приведено краткое описание метода в общем виде. Показана возможность применение метода к кольцевым антенным решеткам в условиях воздействия нескольких помех. Отмечено что, процедура формирования провалов в результирующей диаграмме направленности кольцевой антенной решетки не зависит от направления электрического сканирования лучом.

Введение

В данной работе поднимается вопрос подавления узкополосных мешающих сигналов в цифровой кольцевой антенной решетке (КАР). Направления на мешающие сигналы считаются известными. В общем виде метод формирования провалов в парциальных диаграммах направленности излучателей приемных активных фазированных антенных решеток (АФАР) приведены в [1, 2]. Известны альтернативные методы борьбы с мешающими сигналами, например [3]. Обзор видов помех в радиолокации и способов борьбы с ними был приведен в монографии [4].

Суть описываемого метода заключается в новом подходе к реализации связей между излучателями. Предлагается ввести в состав цифровой КАР управляемые связи и за счет этого гибко менять форму парциальных диаграмм направленности (ПДН) излучателей, формировать в них нули, осуществлять адаптацию к помеховой обстановке в режиме реального времени. Описываемый метод не требует решения трудоёмких интегральных уравнений и обработки корреляционной матрицы.

Накладываемые ограничения на метод формирования провалов в парциальных диаграммах направленности излучателей:

-Направления прихода мешающих сигналов должны быть известны;

-Мешающие сигналы являются узкополосными.

1 Формирование провалов в ПДН излучателей АФАР

Пусть с направления φ1 на АФАР падает плоская электромагнитная волна от точечного источника мешающего излучения. Введём в тракты излучателей АФАР связи, которые реализуются в устройстве А (рисунок 1) [1].

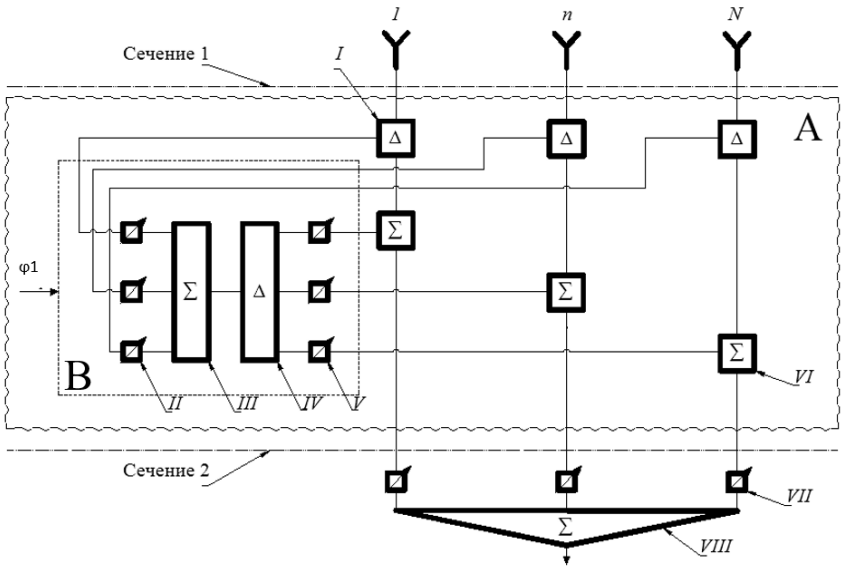


Рисунок 1

Тогда ПДН излучателей в сечениях 1 и 2 будут различными и зависеть от структуры взаимодействий в устройстве А. Поставим задачу организации таких взаимодействий в трактах излучателей, при которых все ПДН в направлении φ1 будут равны нулю.

Принцип работы метода формирования провалов в парциальных диаграммах направленности излучателей АФАР изображен на рисунке 1. На N излучателей поступает смесь полезного и мешающего сигналов. В делителях «I» часть мощности отводиться в устройство формирования вспомогательной ДН (ВДН) («В» на рисунке 1). Одновременно в устройство «В» поступает информация о направлении φ1 прихода мешающего сигнала. Фазовращатели «II» совместно с сумматором «III» формируют амплитудно фазовое распределение (АФР) при котором максимум ВДН будет иметь максимум в направлении φ1. Делитель «IV» и фазовращатели «V» нормируют ВДН к ПДН каждого излучателя. Дополнительно и фазовращатели «V» добавляют к сформированному распределению фазы 180 градусов. В сумматорах «VI» сигналы, поступающие от излучателей и устройства «В», складываются. В этот момент ПДН излучателей и ВДН имеют равные амплитуды и противоположные фазы в направлении φ1, что приводит к вычитанию ВДН из ПДН излучателей. Соответственно, в сечении 2, ПДН излучателей будут иметь «провал» в направлении φ1.

Аналогичным образом возможно формировать «провалы» в нескольких направлениях φ1, φ2, φ3 и т.д.

Фазовращатели «VII» и сумматор «VIII» формируют ДН АФАР, которая имеет «провал» в направлении φ1. Как видно из рисунка 1, формирование ДН АФАР происходит после подавления мешающего сигнала. Следовательно, возможно производить электрическое сканирование пространства без решения задачи подавления мешающего сигнала для каждого положения луча.

2 Формирование провалов в ПДН излучателей цифровой КАР

Применение описываемого метода к конформным решеткам усложняется тем, что в общем случае ПДН всех излучателей различны. Это подразумевает что устройство формирования ВДН должно иметь данные о положении каждого излучателя и форме его ПДН. Применительно к цифровой КАР задача несколько упрощается. ПДН излучателей КАР имеют одинаковые формы, но различные направления в пространстве. Следовательно, массив необходимых данных может быть значительно уменьшен, по сравнению с общим представлением конформных АФАР.

Так как описывается КАР, ограничимся рассмотрением метода в азимутальной плоскости.

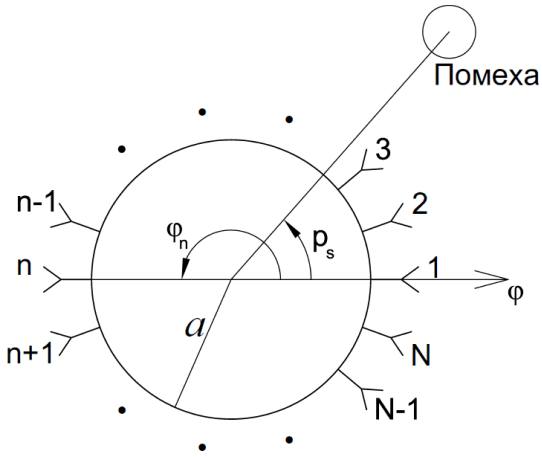


Рисунок 2

На рисунке 2 изображена рассматриваемая КАР радиусом a из N излучателей. φ_n – угловое положение n-го излучателя, p_s – направление на s помеху.

Ниже будут рассмотрены 2 метода формирования многолучевых ВДН - секторный и матричный.

Секторный метод подразумевает последовательное формирование ВДН в S направлениях с последующей их нормировкой к ПДН излучателей. При секторном методе будут использоваться излучатели из сектора заданной ширины, соответствующего приходу мешающих сигналов, а не всей цифровой КАР

Матричный метод подразумевает параллельное формирование S лучей с заданным уровнем амплитуд и фаз для каждой ПДН излучателя. При матричном методе будут использованы все излучатели цифровой КАР.

2.1 Секторный метод формирования многолучевых ВДН цифровой КАР

Многолучевая ВДН для n-го излучателя и S помех:

$$FS(\varphi)_n = \sum_{s=1}^{S} \left[FS1(\varphi)_s \cdot \xi S_{n,s} \right], \quad (1)$$

где:

$$FS1(\varphi)_s = \sum_{n=1}^{N} sek(\varphi_n, p_s) \cdot e^{-j \cdot k \cdot a \cdot \cos(\varphi_n - p_s)} \cdot F(\varphi)_n, \quad (2)$$

$$\xi S_{n,s} = \frac{F(p_s)_n}{FS1(p_s)_s} \cdot e^{j\pi}, \quad (3)$$

Выражение (2) описывает однолучевую ВДН в направлении s помехи. В нем $k = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda}$ – волновое число, $sek(\varphi_n, p_s)$ – амплитудное распределение излучателей.

$$sek(\varphi_n, p_s) = \begin{cases} A, \text{если } p_s - \dfrac{sh}{2} \le \varphi_n \le p_s + \dfrac{sh}{2} \\ 0, \text{в остальных случаях} \end{cases}, \quad (4)$$

где:

A- амплитудное распределение внутри возбуждаемого сектора;

sh – ширина возбуждаемого сектора.

Выражение (3) коэффициент нормирующий ВДН к ПДН излучателей. Коэффициент $e^{j\pi}$ задаёт смещение фазы на 180 градусов. Из (3) видно, что для работы метода необходимо знать форму ПДН излучателей, поэтому необходимо ввести вектор «виртуальных» ПДН, который будет храниться в устройстве формирования ВДН. «Виртуальные» ПДН (описываемые вектором FV) будут иметь идентичную с реальными ПДН (описываемые вектором F) амплитудную и фазовую диаграммы, но могут отличаться на некую константу C:

$$FV = C \cdot F. \quad (5)$$

Подставив (5) в (3) получим:

$$\xi S_{n,s} = \frac{FV(p_s)_n}{FSV1(p_s)_s} \cdot e^{j\pi}, \quad (6)$$

где:

$$FSV1(p_s)_s = \sum_{n=1}^{N} sek(\varphi_n, p_s) \cdot e^{-j \cdot k \cdot a \cdot \cos(\varphi_n - p_s)} \cdot FV(p_s)_n \,, \quad (7)$$

Из (6) становится очевидно, что для работы метода не нужно знать амплитуду и фазу смеси сигналов, поступающих на излучатели.

2.2 Матричный метод формирования многолучевых ВДН цифровой КАР

Применяемый ниже матричный метод был описан в [5]. Так же как и в секторном методе, здесь возможно применение заранее известных «виртуальных» ПДН.

Многолучевая ВДН для n-го излучателя и S помех:

$$FM(\varphi)_n = \left[\sum_{m=1}^{N} I_{m,n} \cdot F(\varphi)_m \right] \cdot \xi M_n \,, \quad (8)$$

где:

$$I = G^{-1} \cdot Fg^*, \quad (9)$$

$$\xi M_n = \frac{(W1^{\langle n \rangle})^{*T} \cdot W0^{\langle n \rangle}}{\left| W1^{\langle n \rangle} \right|^2}. \quad (10)$$

Выражение (9) описывает АФР для ВДН каждого излучателя. Здесь и далее * - обозначает комплексное сопряжение. В выражение (9) входят:

$$G_{n1,n2} = \frac{1}{4 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} FV(\varphi)_{n1}{}^* \cdot FV(\varphi)_{n2} d\varphi, \quad (11)$$

$$Fs_n = \sum_{s=1}^{S} W_{s,n} \cdot e^{-1 j \cdot, \psi_{s,n}} \cdot FV(p_s)_n, \quad (12)$$

где:

$$W_{s,n} = |FV(p_s)_n|, \quad (13)$$

$$\psi_{s,n} = \arg(FV(p_s)_n) + \pi. \quad (14)$$

Из (11) очевидно, что матрица G зависит только от форм ПДН излучателей, а значит постоянна. Матрица G может быть заранее рассчитана и храниться в устройстве формирования ВДН.

Выражение (10) описывает коэффициент нормирующий ВДН к ПДН излучателей. Символ $\langle n \rangle$ обозначает вектор под номером n. В выражение (10) входят:

$$W0_{s,n} = W_{s,n} \cdot e^{j \cdot \psi_{s,n}}, \quad (15)$$

$$W1_{s,n} = FMV(p_s)_n, \quad (16)$$

где:

$$FMV(p_s)_n = \sum_{m=1}^{N} I_{m,n} \cdot FV(p_s)_m. \quad (17)$$

На рисунке 3 представлены трёх лучевые ВДН сформированные секторным (сплошная жирная линия) и матричным (пунктирная линия) методами. ПДН излучателя отображена сплошной тонкой линией. Этот и дальнейшие расчеты выполнены для КАР диаметром $a = \frac{18}{k}$, N=36, для трёх мешающих сигналов с направлений минус 14, 24 и 65 градусов.

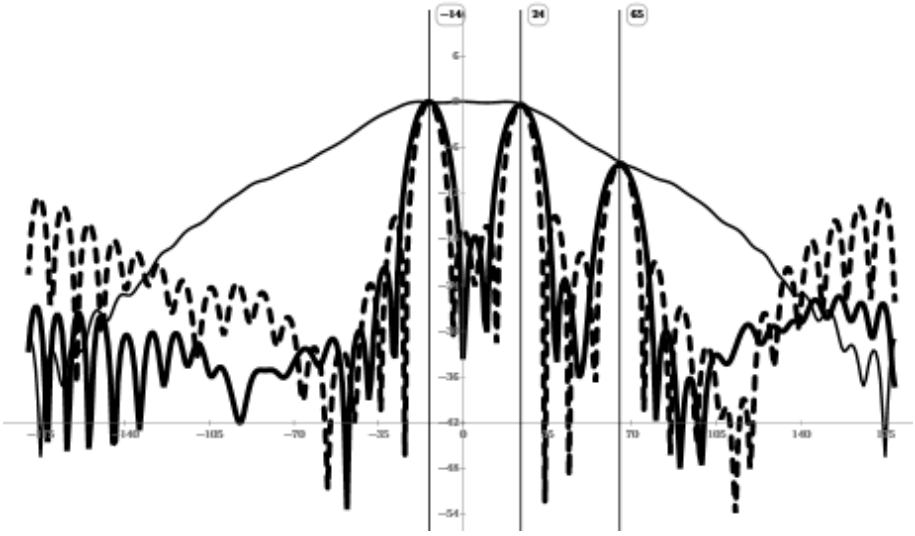


Рисунок 3

2.2 Адаптивные ПДН излучателей цифровой КАР и адаптивные ДН КАР

Векторы адаптивных ПДН излучателей полученные секторным и матричным методом описаны выражениями (18) и (19), соответственно:

$$AFS = F + FS, \quad (18)$$

$$AFM = F + FM, \quad (19)$$

где FS и FM векторы ВДН.

На рисунке 4 представлены ПДН излучателя (сплошная тонкая линия) и адаптивные ПДН излучателя полученные секторным (сплошная жирная линия) и матричным методом (пунктирная линия). Из рисунка видно, что в заданных направлениях были сформированы «провалы» в ПДН излучателей.

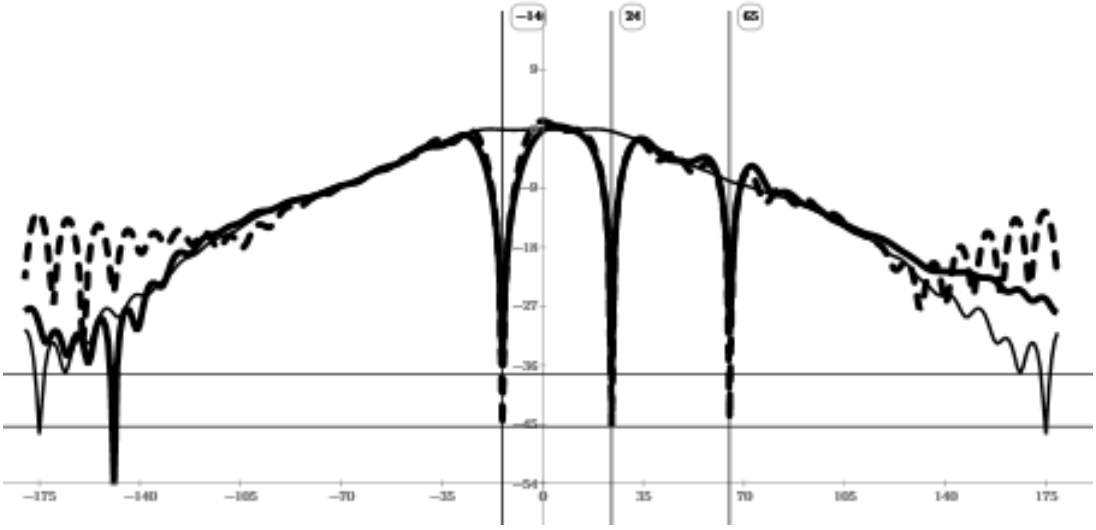


Рисунок 4

На рисунке 5 представлены ДН КАР без адаптации (сплошная тонкая линия) и адаптивные ДН КАР полученные секторным (сплошная жирная линия) и матричным методом (пунктирная линия). Из рисунка видно, что в заданных направлениях были сформированы «провалы» в ДН КАР.

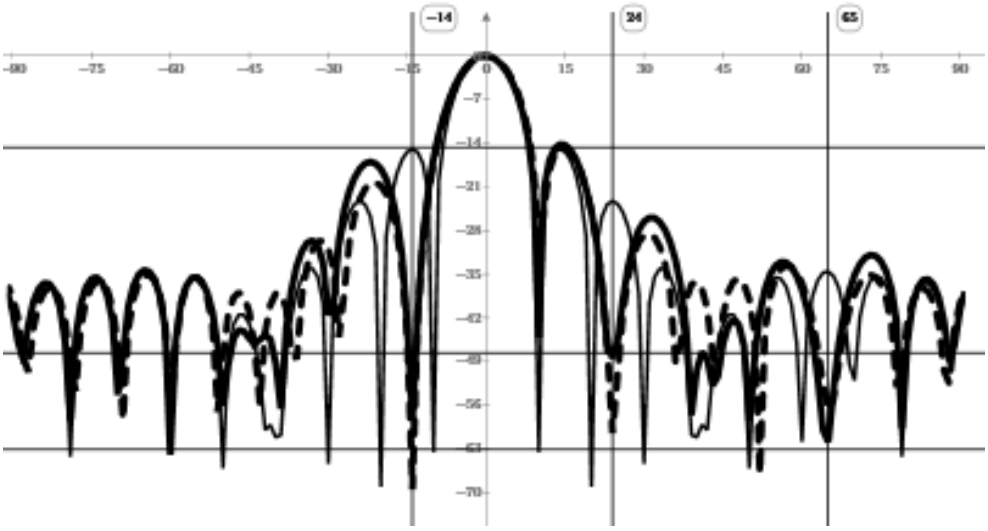


Рисунок 5

Полученные результаты показывают возможность применения метода формирования провалов в парциальных диаграммах направленности излучателей приёмных АФАР применительно к цифровой КАР. В дальнейшем, для цифровой КАР, планируется реализовать многоуровневое подавление мешающих сигналов. Для линейной решетки этот подход изложен в [6]. Так же планируется распространить изложенный метод на цилиндрические антенные решетки.

Литература

1. Андреев В.Ф., Яшенков А.О. Метод формирования провалов в парциальных диаграммах направленности излучателей приёмных конформных АФАР. // Вестник воздушно-космической обороны. 2018 г., №2(18). С. 92-96.
2. Андреев В.Ф., Воронов Р.Х. Метод формирования провалов в парциальных диаграммах направленности излучателей приемных АФАР // Сборник трудов 18-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение». - Москва, DSPA-2016.
3. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003, 197 с.
4. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. М.: Советское радио, 1970, 560 с.
5. Мануилов М. Б., Мануилов Б. Д., Башлы П. Н. Электродинамический анализ и параметрический синтез многолучевых решеток продольных щелей на круговом цилиндре. // Антенны. 2009. Вып. 9. С. 3–11.
6. Андреев В.Ф., Воронов Р.Х. Оценка подавления помех в АФАР с управляемыми связями в условиях эксплуатации. // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2017 том 7 №2. С. 103–106.

ADAPTIVE ALGORITHM WITH PRODUCING NULLS IN PARTIAL RADIATION PATTERN OF INDIVIDUAL ANTENNA ELEMENTS IN CIRCULAR ARRAY ANTENNA

postgraduate A.O. Yashenkov

AO «VNIIRT» (All Russian research institute of radio engineering)

The method of forming nulls in partial radiation patterns of the elements of the receiving digital ring antenna arrays in the directions to the sources of interfering signals is described. A brief description of the method in general form is given. The possibility of applying the method to circular antenna arrays under conditions of several interference is shown. The procedure for generating nulls in the resulting radiation pattern of an annular antenna array does not depend on the direction of electric beam scanning.

СЕКЦИЯ № 5. ОБРАБОТКА МНОГОМЕРНЫХ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ МЕТОД ВОССТАНОВЛЕНИЯ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

асп. Брейкина К.В.

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»

Цель данных исследований – разработать автоматизированный алгоритм, который позволит выполнять восстановление изображений независимо от пользователя. Важным моментом является отсутствие оригинального неискаженного изображения, поэтому метод должен использовать только доступные во время восстановления данные. В предлагаемом подходе используется мера качества восстановления изображений, основанная на анализе межстрочных и межстолбцовых коэффициентов корреляции изображения. На каждом шаге восстановления выполняется уточнение оценки оператора искажения. Оценка рассчитывается с помощью градиентного метода поиска минимума целевой функции. В результате исследований был сделан вывод, что такой подход является корректным, а полученные результаты удовлетворяют поставленной задаче.

Введение

Задача восстановления изображений актуальна с середины прошлого века. После того, как были предложены первые методы для решения этой задачи, основной проблемой их применения является неизвестность оператора искажения. В самом простом случае, когда искажение моделируется с помощью линейного «смаза» в виде отрезка прямой, можно использовать способ оценки искажающего оператора с помощью кепстра. На практике такие случаи редки и искажение типа «смаз» зачастую аппроксимируется кривыми второго или третьего порядков. Для того чтобы оценить параметры искажения такого типа, предлагается использовать итерационный подход, который позволяет не только оценить оператор искажения, но и ввести некоторую меру качества восстановленного изображения, основанную на использовании межстрочных и межстолбцовых коэффициентов корреляции, без использования оригинального изображения. На каждом шаге алгоритма выполняется уточнение искажающего оператора. Если параметры искажения оказываются верными, то процесс восстановления считается оконченным. Иначе продолжается уточнение параметров, использующее методы градиентного спуска. Для более детального рассмотрения сформулируем задачу восстановления изображений.

Модель процесса искажения описывается формулой [1]:

$$g(x,y) = h(x,y) * f(x,y) + \eta(x,y) \quad (1)$$

где $f(x,y)$ – входное (неискаженное) изображение, $h(x,y)$ – импульсная характеристика (ИХ) искажающей системы [2], $g(x,y)$ – искаженное изображение, $\eta(x,y)$ – некоррелированный шум и «*» – операция двумерной свертки. Под изображением мы понимаем двумерный цифровой сигнал, который принимает неотрицательные значения $f(x,y)$ в точке с координатами (x,y).

Задача восстановления заключается в получении оценки $\hat{f}(x,y)$ оригинального изображения $f(x,y)$. На основании проведенных ранее исследований [3, 4] было принято решение использовать для этого алгоритм Люси-Ричардсона [5, 6], в котором поиск оценки $\hat{f}(x,y)$ осуществляется итерационно:

$$\hat{f}_{k+1}(x,y) = \hat{f}_k(x,y)\left[h(-x,-y) * \frac{g(x,y)}{h(x,y) * \hat{f}_k(x,y)}\right]. \quad (2)$$

В работе используется вариант алгоритма Люси-Ричардсона с модификациями, направленными на увеличение скорости сходимости, а также на снижение влияния шумовой составляющей на процесс восстановления [7, 8].

Оценка качества восстановления

После проведенных исследований, было принято решение использовать *CS меру* для оценки качества восстановления изображения [2]. С помощью предложенной меры можно оценить качество изображения, используя только данные, доступные в процессе восстановления. Другие подходы требуют сравнений с оригинальным неискаженным изображением, которое в реальных задачах недоступно.

Существуют другие подходы оценки искажающего оператора, например, метод предложенный Р.Фергюсом [9]. Он основан на использовании значений градиентов изображения. Для корректного

(неискаженного) изображения, гистограмма ориентированных градиентов имеет большую концентрацию при небольших значениях, но для остальных – высокую вероятность. Этот подход является важным в теории восстановления изображений, но является более затратным в сравнении с использованием меры CS, так как вычисление коэффициентов корреляции может быть реализовано с помощью аппаратных оптимизаций, что сложно применимо для вычисления гистограммы ориентированных градиентов.

Для того чтобы показать важность меры CS, рассмотрим поведение коэффициентов межстрочной и межстолбцовой корреляции при верных параметрах искажения и ошибочно определенных.

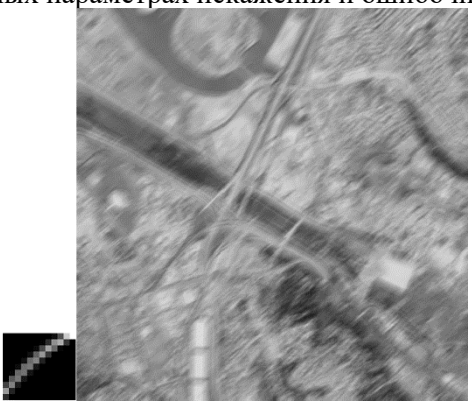


Рисунок 1. Исходный оператор искажения, искаженное изображение

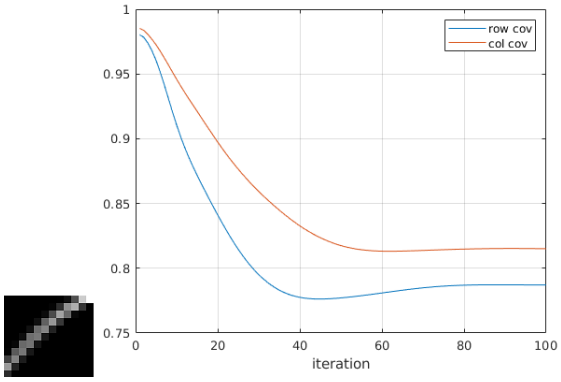


Рисунок 2. Исходный оператор искажения, изменение коэффициентов корреляции во время восстановления изображения

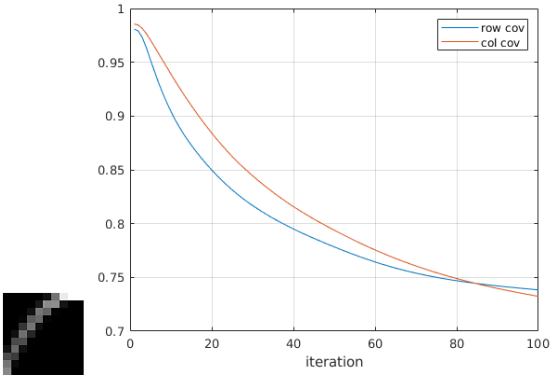


Рисунок 3. Неверный оператор искажения, изменение коэффициентов корреляции во время восстановления изображения

На рисунке 2 представлен график изменения коэффициентов межстрочной и межстолбцовой корреляции в процессе восстановления (2) с верными параметрами искажения, определяемых проходящей через точки (0, 0), (5, 6), (12, 11)) кривой второго порядка. Видно, что скорости их изменения близки. При использовании некорректных параметров (рисунок 3) (кривая второго порядка, проходящая через точки (0,0), (3, 6), (11,11)) наблюдается разная скорость изменения коэффициентов межстрочной и межстолбцовой корреляции. После проведения ряда экспериментов с искажениями типа «смаз» было получено, что при итерационном восстановлении изображения по (2) с верными параметрами $h(x,y)$ наблюдаемые на практике скорости изменения коэффициентов межстрочной и межстолбцовой корреляций действительно малы и близки друг к другу. Под скоростью изменения коэффициентов корреляции мы понимаем изменение значений коэффициентов корреляции за одну итерацию. Если параметры искажения определены неточно, то скорости изменения коэффициентов корреляции между столбцами и строками заметно различаются. В соответствии с этим, мера CS для оценки изображения $\hat{f}_k$ на k-ой итерации определяется как [2]:

$$\mathrm{M}(\hat{f}_k) = R_r^2(\hat{f}_k) + R_c^2(\hat{f}_k), \quad (3)$$

где $R_r(\hat{f}_k)$ и $R_c(\hat{f}_k)$ – скорости изменения межстрочных и межстолбцовых коэффициентов корреляции оценки изображения $\hat{f}_k$, соответственно.

Выше было сказано, что скорости изменения коэффициентов корреляции должны быть малы и близки друг к другу, поэтому при нахождении оптимальных параметров восстановления необходимо найти (численно) минимум функции (3) по искажающему оператору $h(x,y)$.

При использовании итерационного процесса (2) даже небольшие изменения $h(x,y)$ приводят к сильным отклонениям на результирующем изображении. С помощью меры (3) можно оценить эти отклонения.

Приведём пример: на рисунках 4 и 5 представлены результаты восстановления искаженного изображения (рисунок 1) с использованием разных оценок $h(x,y)$ (рисунки 2, 3). Мера CS для изображения 4 равна $\mathrm{M}(\hat{f}_k) = 1.78 \cdot 10^{-4}$, а для изображения 5 – $\mathrm{M}(\hat{f}_k) = 2.78 \cdot 10^{-4}$. Полученные величины отличаются в 1.5 раза, что дополнительно подтверждает корректность использования меры (3) для оценки точности определения параметров искажения.

Рисунок 4. Корректная оценка оператора искажения, восстановленное изображение

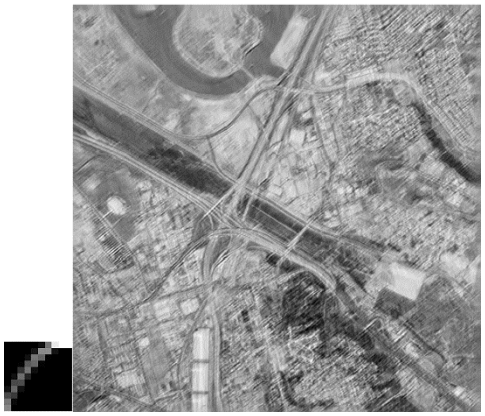


Рисунок 5. Некорректная оценка оператора искажения, восстановленное изображение

Используя оценку (3) также можно определить оптимальное число итераций в методе Люси-Ричардсона (2). Если не учитывать накопление вычислительных ошибок, то метод Люси-Ричардсона гарантированно сходится [6], поэтому коэффициенты межстрочной и межстолбцовой корреляции также стремятся к некоторым предельным значениям. Соответственно, анализируя скорость изменения этих коэффициентов корреляции для восстановленного изображения $\hat{f}_k$ на каждой итерации (2), по некоторому порогу можно определить конкретную итерацию $k = K$, на которой следует завершить процесс восстановления изображения.

Использование меры CS

Для оценки ядра искажения $h(x,y)$ предлагается подход, основанный на минимизации значения меры (3) восстановленного изображения методом наискорейшего спуска. Численная минимизация функции (3) выполняется по ядру $h(x,y)$. С помощью метода Люси-Ричардсона (2) находится необходимая в (3) оценка $\hat{f}_k(x,y)$.

Алгоритм получения оценки оригинального изображения $\hat{f}$ построим следующим образом.

1. Находим приближённо исходные параметры искажения, которые аппроксимируют нелинейное искажение с помощью кепстра [1, 10] в виде отрезка, образующего угол α с осью *Ox*.
2. Фиксируем начало и конец искомой кривой, используя 2 крайних точки отрезка, найденного в пункте 1. Этим точкам присваиваем целочисленные координаты: *P1* = (0, 0) и *P2* = (*M*, *N*) (если α ≥ 90°) или *P1* = (0, *N*) и *P2* = (*M*, 0) (если α < 90°), где *M*, *N* – размеры ядра искажения.
3. Задаём начальную точку $p_0 = (x_0, y_0)$, которая в дальнейшем будет определять аппроксимацию ядра оператора искажения $h(x,y)$ в виде сегмента кривой второго порядка $L(p_i)$, изначально приняв $x_0 = M/2$, $y_0 = N/2$. Используя три точки *P1*–p_0–*P2*, формируем кривую второго порядка $L(p_0)$.
4. Для решения задачи нахождения минимума функции $\mathrm{M}(\hat{f}_k)$ зафиксируем некоторое число итераций восстановления $k = 1,\ldots,K$ в (2), например, $K = 40$. Тогда задачу можно свести к минимизации функции $\mathrm{M}(h(p_i))$, где $p_i = (x_i, y_i)$, i – номер итерации процесса получения оценки $\hat{f}$, а $h(p_i)$ – оценка ядра $h(x,y)$, соответствующая кривой второго порядка $L(p_i)$. Далее вместо $\mathrm{M}(h(p_i))$ используем для краткости обозначение $\mathrm{M}(p_i)$.
5. Нахождение следующих точек p_i ($i = 1,2,\ldots$) итерационно осуществляем методом наискорейшего спуска:

$$p_i = p_{i-1} - \lambda_i \nabla \mathrm{M}(p_{i-1}), \quad (4)$$

где $\lambda_i = \arg\min_{\lambda} \mathrm{M}(p_i - \lambda \nabla \mathrm{M}(p_{i-1}))$. Для вычисления градиента $\nabla \mathrm{M}(p_i)$ используем следующую

разностную аппроксимацию:

$$\nabla M(p_i) = \begin{pmatrix} \mathrm{M}\big(p(x_i+1, y_i)\big) - \mathrm{M}\big(p(x_i-1, y_i)\big) \\ \mathrm{M}\big(p(x_i, y_i+1)\big) - \mathrm{M}\big(p(x_i, y_i-1)\big) \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Используя сегмент кривой второго порядка $L(p_i)$ как оценку для $h(x,y)$, выполняем восстановление по формуле (2) для $k = 1,\ldots,K$ и получаем очередную оценку восстановленного изображения $\hat{f}$.

Продолжаем итерационный градиентный спуск (4), считая критерием останова условие: $\|p_i - p_{i-1}\| < \varepsilon$, приняв $\varepsilon = 10^{-3}$.

6. Завершаем градиентный поиск (4), найдя точку $P = p_i = (x,y)$ такую, что выполняется условие $\|p_i - p_{i-1}\| < \varepsilon$. Эту точку считаем оптимальной в смысле выбранного показателя $\mathrm{M}(\hat{f}_k)$. Соответствующая кривая второго порядка $L = P1–P–P2$, следовательно, является найденной оценкой $h'(x,y)$ для неизвестного искажающего оператора $h(x,y)$.
7. Восстанавливаем изображение с найденной оценкой искажающего ядра $h'(x,y)$ с помощью метода Люси-Рисчардсона (2), используя значения $\mathrm{M}(\hat{f}_k)$ для оценки требуемого в (2) числа итераций.

Экспериментальные результаты и выводы

Приведем пример использования предложенного метода для изображения, представленного на рисунке 6.

Рисунок 6. Искаженное изображение

Для начала выполним восстановление изображения (рисунок 6) с известными параметрами искажения (оператор искажения аппроксимируется кривой (0, 0) – (5, 7) – (11, 11)). Результат представлен на рисунке 7. На изображении видны важные для будущего анализа детали. Оценкой качества можно считать степень структурного сходства SSIM [11] между восстановленным изображением и оригинальным неискаженным. Для данного изображения (рисунок 7) эта оценка равна 0.74, что близко к 1 и характеризует корректный результат восстановления.

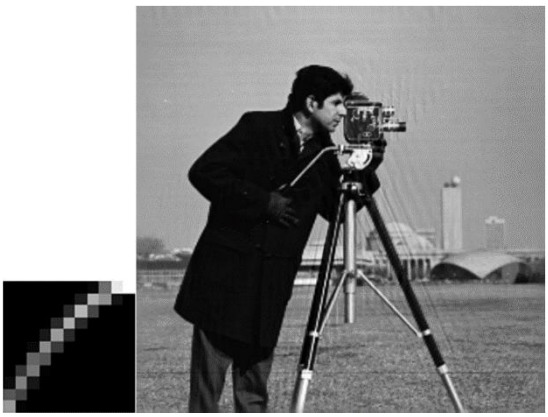


Рисунок 7. Оригинальный оператор искажения, восстановленное изображение

Рисунок 8. Оператор искажения, полученный с помощью [2], восстановленное изображение

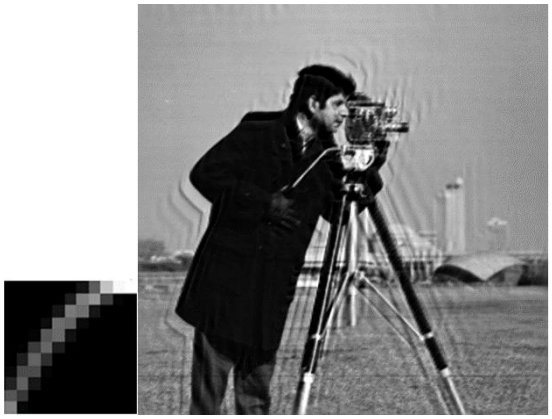


Рисунок 9. Оператор искажения, полученный с помощью предложенного метода, восстановленное изображение

В случае использования подхода, описанного ранее [2] (полный перебор целочисленных координат для поиска точки P кривой второго порядка *P1–P–P2*, аппроксимирующей ядро искажения) восстановленное изображение не является удовлетворительным решением задачи восстановления (рисунок 8). Найденный оператор искажения аппроксимируется кривой второго порядка (0, 0) – (2, 11) – (13, 13), значение SSIM равно 0,65.

Изображение, полученное в процессе восстановления, описанном в данной работе, является более корректным результатом решения поставленной задачи (рисунок 9). Кривая второго порядка, которая аппроксимирует оценку искажающего оператора, может быть построена через следующие координаты: (0, 0) – (5.02, 7.97) – (13, 13).

На первом шаге предложенного метода была получена оценка искажающего оператора с помощью кепстра. Начальная оценка искажающего оператора, аппроксимируется прямой, длина которой равна 16 пикселей под углом 45° к оси *Ox*.

Следовательно, начальному значению точки p_0 соответствует координата (6.5, 6.5). Затем, после 25 итераций градиентного спуска (4) была получена оценка искажающего оператора (рисунок 9). Восстановленное изображение (рисунок 9), полученное с помощью предложенного метода является более корректным результатом восстановления. Оценка SSIM с оригинальным неискаженным изображением для него равна 0.73, что ближе к 1, чем результат, полученный методом полного перебора. Ещё одним преимуществом предлагаемого метода является то, что координаты, через которые аппроксимируется кривая второго порядка, являются необязательно целочисленными. Именно благодаря субпиксельности удается получить более точный результат. Такой результат объясняется использованием градиентных методов с λ_i изменяющимся на итерациях градиентного спуска (4).

В результате проведения других экспериментов на наборе тестовых данных из 10 изображений с различными искажениями, было получено, что использование предложенного метода позволяет увеличить меру SSIM в среднем с 0.66 до 0.8 по сравнению с методом полного перебора [2]. Эти результаты подтверждают справедливость использование предложенного подхода.

В дальнейших исследованиях планируется моделирование искажающего оператора в более сложном виде (с использованием кривых третьего порядка и выше).

Литература

1. Ж. Бьемон, Р.Л. Лагендейк, Р.М. Марсеро, Итерационные методы улучшения изображений // ТИИЭР. – 1990. – Т.78, № 5. – С. 58–84.
2. Panfilova K., Umnyashkin S. Correlation-based Quality Measure for Blind Deconvolution Restoration of Blurred Images based on Lucy-Richardson Method // 2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), 28 – 31 Jan. 2019, Moscow. – pp. 2222-2225.
3. Гонсалес Р.С, Вудс Р.Е., Цифровая обработка изображений, 3е издание. – М.: Техносфера, 2012. 1104 с.
4. Умняшкин С.В. Основы теории цифровой обработки сигналов: учеб. пособие. Издание пятое, исправленное и дополненное. – М.: Техносфера, 2019. – 550 с.
5. К.В. Панфилова, Критерии точности определения параметров линейного искажения // Доклады 20-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение» - DSPA-2018. – Т.2. – 2018. – С.615-620

6. Lucy, L. B. An iterative technique for the rectification of observed distributions. The Astronomical Journal – vol. 79 (No. 6) – 1974. - P. 745
7. Richardson W.H. Bayesian-Based Iterative Method of Image Restoration. Journal of the optical society of America – vol. 62 (No. 1) – 1972
8. David S. C. Biggs, Mark Andrews. Acceleration of iterative image restoration algorithms. Appl. Opt. 36, 1766-1775 – 1997
9. R. Fergus, B. Singh, A. Hertzmann, S.T. Roweis, W.T. Freeman. Removing camera shake from a single photograph // ACM Trans. Graph, 2006, vol. 25, pp. 787-794.
10. P.A. Jansson. Deconvolution of images and spectra // 2nd ed., Academic Press, CA, 1997, 514 p.
11. Wang, Z.; Bovik, A.C.; Simoncelli, E.P. Image Quality Assessment: From Error Visibility to Structural Similarity - IEEE Transactions on Image Processing, vol. 13, issue 4, pp. 600-612. 04/2004

AUTOMATED METHOD FOR RECONSTRUCTION DIGITAL IMAGE

grad.stud. Breykina K. V.

National Research University of Electronic Technology

The purpose of this research is to develop an automated algorithm for image reconstruction independently of the user. The important point is that there is not an available original undistorted image, so the method should only use the data available during recovery. The proposed approach uses a measure of image restored quality based on the analysis of interline and inter-column correlation coefficients image. The estimation of the distortion operator is refined at each restore step. The measure is calculated using the gradient method for finding the minimum of the target function. As a result of the research, it was concluded that this approach is correct and the results obtained to satisfy the task.

◆

ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ТЕМПЕРАТУР МЕРЗЛОГО ГРУНТА ТРАССЫ НЕФТЕПРОВОДА

д.т.н. Владова А.Ю.

Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН

В статье проанализированы периодические колебания температуры, выявленные при обработке термограмм геотехнических скважин методом быстрого преобразования Фурье. Для предотвразения просадок нефтепроводов, проложенных в зонах развития мерзлоты перед эксплуатирующими предприятиями стоит задача сохранения мерзлого состояния грунтов с помощью средств геотехнического мониторинга и новых методов анализа собираемых данных. На участках трассы, требующих регулярный контроль температуры грунтов (наличие многолетнемерзлых грунтов, развитие опасных геокриологических процессов, в местах наибольшей прогнозируемой осадки грунта, после реконструкции участка вследствие просадки с нанесением тепловой изоляции, с монтажом подвесных опор, и др.), обустраивают геотехнические скважины. В скважинах закреплены гирлянды датчиков, передающих температурные показания в геотехническую систему мониторинга нефтепровода. Однако при интерпретации термограмм все ещё применяют упрощенные методы анализа (усреденение температур по месяцам, сглаживание, аппроксимация). При этом теряется большой объем накопленных данных и пропускаются значимые особенности термограмм, позволяющие установить факт и степень влияния подогретой перекачиваемой нефти на мерзлый грунт. Анализ значительного количества термограмм позволил: установить, что температурные колебания во вмещающем грунте происходят со сдвигом фазы относительно приоверхностных температур, определить фактическую глубину зоны нулевых годовых колебаний температуры для региона прокладки, выделить низкочастотную периодическую функцию, характеризующую сезонную компоненту сигнала, и высокочастотную функцию, характеризующую техногенную компоненту, построить семейство моделей послойных изменений температур грунта и найти коэффициенты моделей для каждого слоя. Для разработки метода проведен анализ работ по проблеме, рассмотрены особенности рельефа и климатические условия района размещения объекта, из многослойной первичной информации выбраны вмещающие объект слои грунта, для которых построены периодические модели изменения температур по времени и выделены годовые и сезонные колебания.

Термометрия геотехнических скважин – один из наиболее эффективных методов исследования состояния многолетнемерзлого грунта вдоль трассы нефтепровода. Термометрические профили состоят из трех геотехнических скважин (ГС), расположенных на линии, перпендикулярной оси нефтепровода со следующим типовым размещением от боковой образующей трубы: ГС-1 глубиной 15 м на расстоянии от 1

до 2 м; ГС-2 глубиной 10 м на расстоянии до 4,0 м; контрольная ГС-3 глубиной 10 м на расстоянии до 10,7 м. Количество геотехнических скважин трассы, проходящей в геокриологических условиях, достигает 4,5 тыс. шт. на 500 км трассы. Скважины располагают в местах развития экзогенных процессов, у опор нефтепровода, в местах переходов из надземной в подземную прокладку и оборудуют термометрическими косами, состоящими из 12-15 датчиков.

В таблице 1 представлена посезонная выборка температурных измерений грунтов участков подземного нефтепровода, произведенных ГС-1 (ближней к нефтепроводу). Столбцы таблицы отражают измерения по глубине, а строки – измерения по времени.

Таблица 1

Температурные измерения ГС-1, расположенной на 4861 км трассы ЛО

Дата	**Результаты измерения температуры грунта, °С**														
22 января	-5.88	-2.5	-0.25	0	0	-0.06	0	-0.06	-0.13	0	-0.06	-0.06	-0.06	-0.13	0
11 апреля	-3.69	-1.56	-1	-0.94	-0.75	-0.5	-0.38	-0.31	-0.31	-0.19	-0.25	-0.19	-0.19	-0.25	-0.13
7 июля	10.82	8.01	6.25	5.14	4.37	3.72	2.19	0.95	0.05	-0.23	-0.37	-0.28	-0.32	-0.41	-0.45
25 октября	-4.19	0.13	0.19	0	0	0	0	-0.06	-0.13	0	-0.06	-0.06	0	-0.19	-0.06
Глубина, м	**0 м**	**0,5**	**1,0**	**1,5**	**2,0**	**2,5**	**3,0**	**3,5**	**4,0**	**5,0**	**6,0**	**7,0**	**8,0**	**9,0**	**10,0**

40% измерений представленной выборки лежит в положительном диапазоне, что говорит о возможном снижении несущей способности грунта на этом участке трассы. Отрицательные значения температуры в весенний сезон свидетельствуют о запаздывании (памяти) процесса растепления. Сравнительный анализ показаний триад термоскважин демонстрирует снижение количества положительных измерений от ближней скважины (ГС-1) к дальней (ГС-3) с 36% до 23%, что говорит об имеющемся влиянии ЛО на грунт.

Вариативность температуры на разной глубине контрольных геотехнических скважин (ГС-3) демонстрирует таблица 2.

Таблица 2

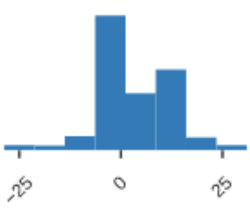
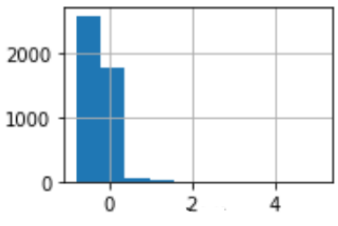
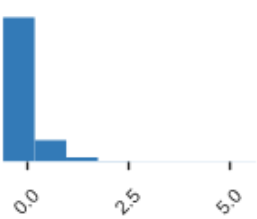
Вариативность признака

Глубина	**3 м**	**6 м**	**7 м**
Мат. ожидание	-0.33	-0.52	-0.57
Минимум	-0.97	-0.95	-0.99
Максимум	1.27	0.1	0

Рисунки таблицы 3 показывают значительные изменения в распределении температур на разных глубинах ближней ГС. Отрицательный и положительный пики распределений говорят о влиянии сезонности (весна и осень с учетом запаздывания) на температуру грунта.

Таблица 3

Распределение температур

1 м	**7 м**	**10 м**
		

Грунт в течение года подвергается воздействию сезонных колебаний температуры воздуха. Около поверхности наблюдается более интенсивный теплообмен с окружающей средой. Глубина проникновения температурных волн в почву убывает экспоненциально, поэтому наибольшее влияние на распределение температуры в области они оказывают вблизи верхней границы. Результаты предварительно проведенных теплотехнических расчетов показали, что даже при применении мероприятий по термостабилизации грунтов трассы (установка теплозащитных экранов и термостабилизаторов) происходит повышение температуры многолетнемерзлых пород вплоть до многолетнего оттаивания, что способствует образованию многочисленных ореолов оттаивания и деформации участков нефтепровода. Целью данного исследования является разработка метода, позволяющего по проведенным измерениям выделить участки с аномальными температурами грунта.

Обзор литературы показал, что классические методы анализа сигналов базируются на спектральном представлении [1] и модификациях преобразования Фурье [2]. Отличия в спектре сигнала относительно базового могут сопровождаться изменениями мощности, центральной частоты и числа компонент. В статье [3] гармонический анализ использован для выявления завуалированных периодов колебаний свойств чугуна при оптимизации регулирования расхода топлива доменной печи. В статье [4] гармонический анализ применен при определении характеристик температурных волн отдельных разрезов пород. В статье [5] грунт рассмотрен как фильтр нижних частот функции затухания температурной волны, разложенной на элементарные гармоники.

Вопросам гармонического анализа температурного влияния техногенных объектов на грунт посвящена статья [6]. Оценка термического влияния нефтепровода на многолетнемерзлые грунты представлена в статьях [7-10]. Способы организации автоматизированных систем геотехнического мониторинга протяженных объектов в криолитозоне освещены в [15-16]. Правила прокладки трубопроводов, на участках, сложенных талыми вечномерзлыми грунтами, представлены в сводах правил [17-18]. Однако методы анализа и прогнозирования температур грунтов протяженной полосы отведения требуют дальнейшего развития для применения в вычислительных узлах существующих систем геотехнического мониторинга.

Предполагая сложную циклическую структуру в изучаемых данных, состоящую из сезонных, суточных и техногенных колебаний температуры, предложено использовать гармонический анализ, содержащий следующие этапы: базовая модификация исходных данных (поиск и удаление ошибок, нормализация); анализ во временной области, частотной и частотно-временной областях; реконструкция функциональной зависимости. Пусть имеется конечная последовательность температур {z(n)}, где n изменяется от 0 до N-1, измеренных датчиком термокосы с равномерным квантованием по времени t = nT, где T – интервал квантования, равный суткам, N – количество измерений. Проведена послойная нормализация элементов последовательности для перехода к безразмерным величинам:

$$x(n) = (z(n) - \mu)/\sigma,$$

где x(n) – нормализованное значение;

μ - оценка математического ожидания слоя измерений;

σ - оценка стандартного отклонения слоя измерений.

Для гармонического анализа нормализованной последовательности {x(n)} использована модификация алгоритма быстрого преобразования Фурье со смешанным основанием, свободная от ограничения по длине исходного массива, кратной степени двойки [20, 21], при условии, что N – составное число. Переход в частотную область выполнен с помощью дискретного преобразования Фурье:

$$\mathrm{X}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk}$$

где X(k) – амплитуды синусоид с частотами $w = 2\pi k/N$.

В процедуре реконструкции функциональной зависимости гармоническими функциями оценка исходного сигнала x’(n) вычисляется по найденным амплитуде, частоте и фазе непрерывных синусоидальных компонентов.

Для выполнения дискретного преобразования Фурье над годовыми выборками измерений с помощью примеров, использован программный анализатор спектра AutoSignal. Гармонический анализ температур грунтов на разной глубине проведен для послойных измерений, произведенных датчиками термокос, установленных вдоль линейного объекта на протяжении 215 км в местах распространения мерзлых грунтов.

Установлено, что для аппроксимации годового изменения температур дальних термоскважин в подавляющем большинстве случаев достаточно одной гармонической функции для каждого слоя грунта. В то время как для измерений, сделанных средними и ближними термокосами, композиция из двух (реже трех) гармоник необходима значительно чаще. Эта ситуация проиллюстрирована рисунками 1 и 2, на которых выделены значимые частоты для сезонной и техногенной составляющей нормализованного сигнала.

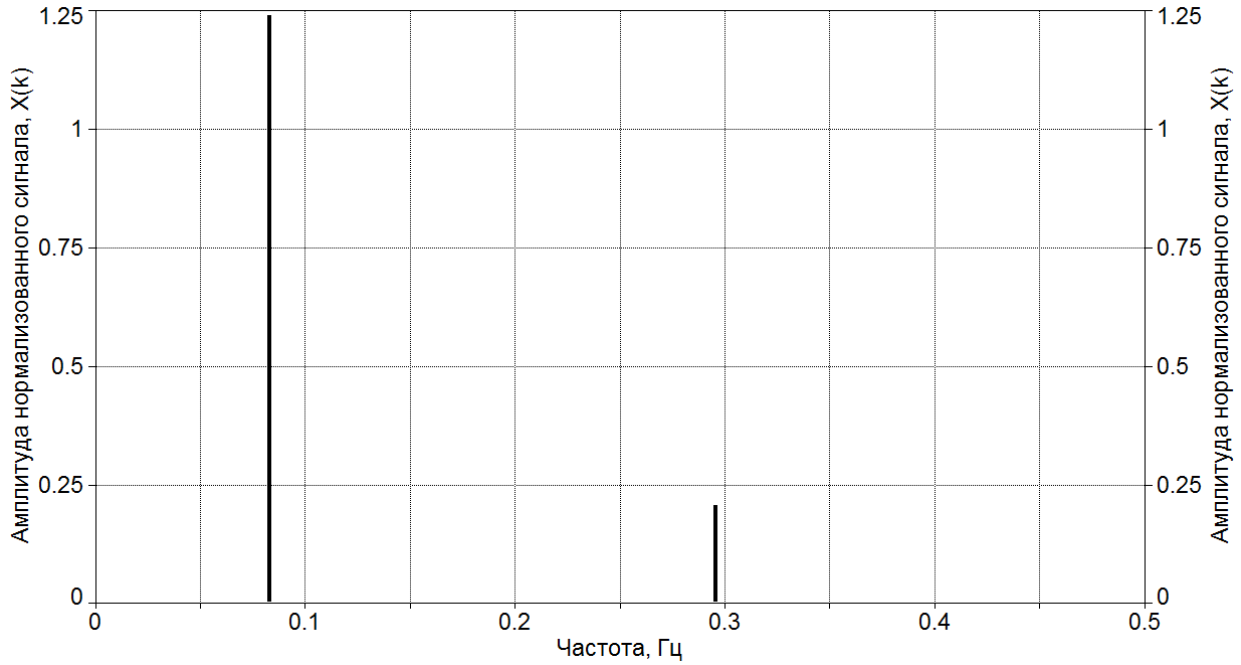


Рисунок 1 - Спектр частот, полученный по измерениям ГС-2 на глубине 7 м для нормализованного сигнала на дистанции 2985 км

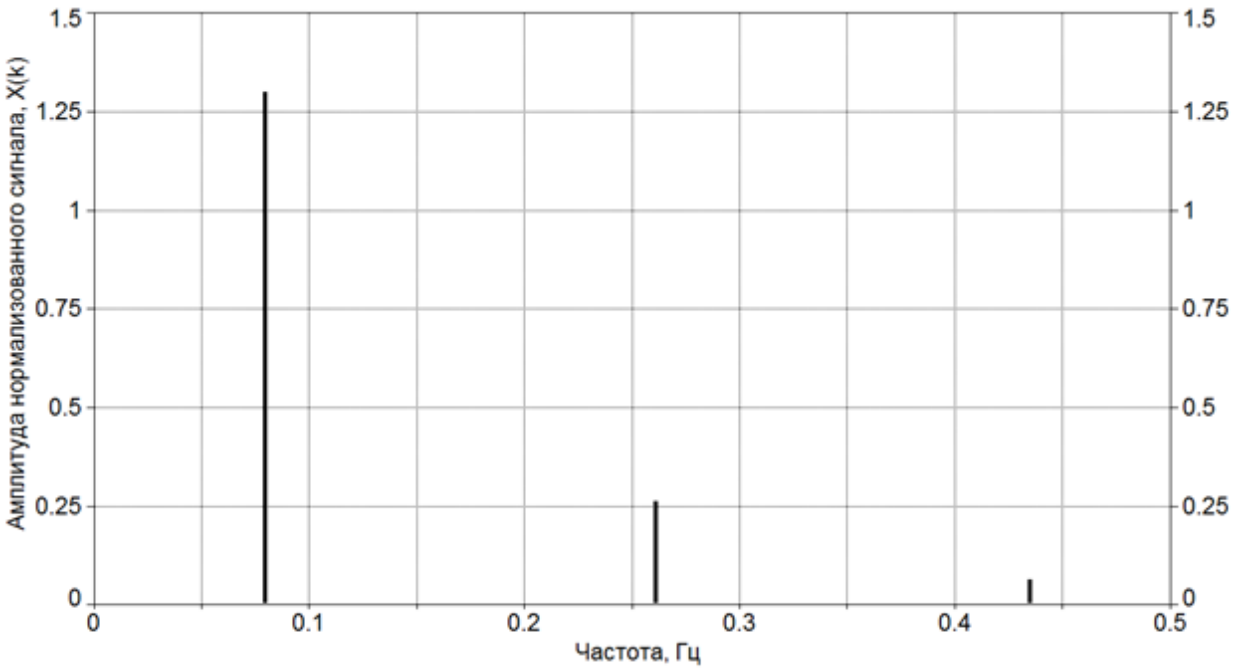


Рисунок 2 - Спектр частот, полученный по измерениям ГС-1 на глубине 3 м для нормализованного сигнала на дистанции 2985 км

Среди проанализированных последовательностей измерений необходимость использования двух или трех гармонических функций наиболее часто приходится на глубины 1; 1.5; 3.0 и 8 м, что говорит о влиянии линейного объекта на температуру грунта. На рисунке 3 представлено гармоническое разложение оценки исходного нормализованного сигнала, полученного за 15 месяцев (ноябрь 2016 – январь 2017 гг.) на глубине 3 м ГС-2 на дистанции 3007 км, где сезонная составляющая представлена низкочастотной функцией (черный

график), а вклад техногенных изменений отражен двумя высокочастотными гармоническими функциями (зеленый и синий графики).

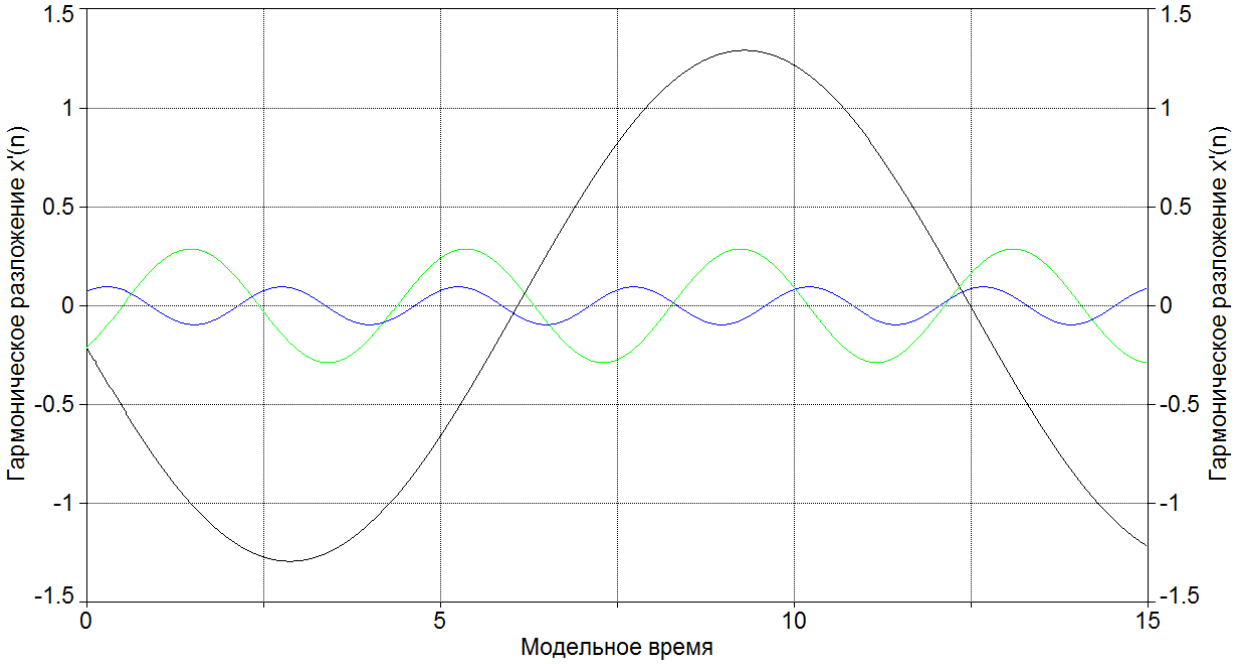


Рисунок 3 - Композиция гармонических функций, построенная для нормализованного сигнала

Замечено, что для аппроксимации помесячно усредненного нормализованного сигнала дальней термокосы на глубине до 5 метров включительно достаточно одной синусоиды (таблица 4).

Таблица 4

Значения параметров аппроксимирующей гармонической функции для дальней термокосы на 2780 км дистанции

Параметр\Глубина	0.5 м	1 м	1.5 м	3 м	4 м	5 м
Амплитуда	1.18	1.03	0.90	0.86	0.43	0.92
Частота, Гц	0.08	0.08	0.07	0.07	0.09	0.07
Фаза, рад	3.17	3.05	3.08	0.15	4.33	0.11

В то же время для аппроксимации помесячно усредненного нормализованного сигнала средней и ближней термокос на всей глубине измерения чаще необходимы две и три синусоиды (таблица 5).

Таблица 5

Диапазоны изменения параметров аппроксимирующих гармонических функций ближней и средней термокосы на 2985 км дистанции

№ гармоники	Параметр	Ближняя	Средняя
1	Амплитуда	[0.54; 1.27]	[0.28; 1.28]
	Частота, Гц	[0.07; 0.12]	[0.06; 0.10]
	Фаза, рад	[2.92; 3.67]	[0.61; 3.56]
2	Амплитуда	[0.10; 0.41]	[0.16; 0.41]
	Частота, Гц	[0.37; 0.43]	[0.24; 0.36]
	Фаза, рад	[4.19; 5.04]	[3.48; 4.92]

Отмечено, что частота изменения гармонической функции, характеризующей сезонные колебания температур, лежит в диапазоне до 0.12 Гц, а частоты функций, характеризующих техногенное влияние, лежат в диапазоне [0.21; 0,49] Гц.

Таким образом, получено семейство гармонических функций, описывающих циклическое изменение температуры грунта на значимой для устойчивого положения объекта глубине 3-7 метров.

Гармонический анализ позволил определить корреляцию синусов различной частоты с наблюдаемыми данными. Если найденный коэффициент при определенном синусе велик, то можно заключить, что существует строгая периодичность на соответствующей частоте в данных.

Выводы и дальнейшие перспективы исследования

Предложен метод гармонического анализа послойных температурных измерений грунтов полосы отведения линейного объекта.

Метод позволил выделить низкочастотную периодическую функцию, характеризующую сезонную компоненту сигнала, и высокочастотную функцию, характеризующую техногенную компоненту.

Установлено, что температурные колебания в грунте происходят со сдвигом фазы. Сроки наступления максимумов и минимумов температуры на глубине запаздывают по сравнению с соответствующими сроками для температуры поверхности в соответствии со вторым законом Фурье.

Построено семейство моделей послойных изменений температур грунта и найдены коэффициенты моделей для каждого слоя.

Литература

1. Мясников Н.В., Берестень М.П., Долгих Л.А. Совершенствование модели быстропеременных процессов и алгоритма экспресс-анализа /Датчики и системы № 10, 2014. - с. 22-26.
2. А.В. Меркушева Аналитические формы обработки сигналов в информационно-измерительных системах на основе обобщенной модификации преобразования Фурье /Научное приборостроение Т.15, №4, 2005. – с. 3-17.
3. Курбацкая Е.М., Сысоев Н.П., Гибадулин М.Ф. Анализ периодических изменений хода доменной печи с помощью преобразований Фурье /Известия Челябинского научного центра УрО РАН №1, 2004. -с. 127-131.
4. А.В. Христофоров, Н.Н. Христофорова, Б.Т. Бурганов Температурные волны в природных средах: Фурье и вейвлет-анализ термограмм /Георесурсы №2(17), 2005. – с. 2-6.
5. А.Г. Болотов Метод определения температуропроводности почвы / Вестник Алтайского государственного аграрного университета №7(129), 2015. – с. 74-78.
6. A.E. Delsante, A.N. Stokes, P.J. Walsh Application of Fourier transforms to periodic heat flow into the ground under a building / International Journal of Heat and Mass Transfer V. 26, №1, 1983. – p. 121-132.
7. J.A. Lake, I. Johnson, D.D. Cameron Carbon Capture and Storage (CCS) pipeline operating temperature effects on UK soils: The first empirical data /International Journal of Greenhouse Gas Control, Vol. 53, T.10, - 2016, P. 11-17.
8. Владова А.Ю. Ретроспективный анализ температурного режима грунтов в информационно-измерительной системе /Безопасность труда в промышленности № 12. 2016. С. 46-53.
9. Владова, А.Ю. Амплитудно-частотный анализ данных геотехнического мониторинга магистрального трубопровода [Текст] / А.Ю. Владова, С.Л. Голофаст // Наука и техника в газовой промышленности. — 2017 — № 1 (69). — С. 88–99.
10. А.Ю. Владова. Гармонический анализ температур мерзлого грунта полосы отведения линейного объекта // Безопасность труда в промышленности №7, 2017. - С. 25-30.
11. Марахтанов В.Г., Топчиев Технология геотехнического мониторинга магистральных газопроводов на территории криолитозоны Западной Сибири / Успехи современного естествознания. 2016. № 9. С. 131-136.
12. Шишкин С.И. Способы выполнения геотехнического мониторинга объектов нефтегазового комплекса в криолитозоне / Геотехника. 2016. № 6. С. 60-67.
13. СП 36.13330.2012. Свод правил. Магистральные трубопроводы.
14. Актуализированная редакция СНиП 2.05.06-85*.
15. СП 25.13330.2012. Свод правил. Основания и фундаменты на вечномерзлых грунтах. Актуализированная редакция СНиП 2.02.04-88.
16. Никоненко В.А., Кропачев Д.Ю. Неделько А.Ю., Амосова Е.В. Термокоса, Пат. RU 2448335. Заявл. 19.05.2010, опубл. 27.11.2011 Бюл. № 33.
17. R. C. Singleton An Algorithm for Computing the Mixed Radix Fast Fourier Transform / IEEE Trans. Audio Electroacoust, v. AU-17, 1969. p. 93.
18. Л. Рабинер, Б. Гоулд Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир – 1978. – 424 с.

HARMONIC ANALYSIS OF FROZEN GROUND TEMPERATURE ALONG THE OIL PIPELINE ROUTE

A.Yu. Vladova

Institute of Control Sciences V.A. Trapeznikov Academy of Sciences, the Financial University under the Government of the Russian Federation

In the article we analyzed thermograms of ground layers along an oil pipeline route with installed geotechnical wells on the sites of permafrost thawing and geocryological processes development. A geotechnical well holds on a garland of thermometric sensors transmitting temperatures to the geotechnical monitoring system. Within the study we examined a wide variety of papers and made an analysis of topography and climatic conditions of the oil pipeline's route region and checked a significant number of temperature fluctuation models. We understood that simplified models (averaging temperatures by months, exponential smoothing, spline approximating, etc.) are still widely used when interpreting thermograms. Therefore, a large amount of accumulated data is lost and significant features of thermograms are omitted, not helping to establish the degree of heated oil influence on frozen ground. Fast Fourier transformation of a significant number of thermograms allowed us to establish that the temperature fluctuations in the ground occur with a phase shift relatively to the near-surface temperatures. We determined the actual depth of the zero annual temperature fluctuations zone for the pipeline's route region, identified a low-frequency periodic function that characterizes the seasonal component of a signal, and a high-frequency function that characterizes the technogenic component, built a family of models to predict temperature fluctuations for every ground layer and found model coefficients for each layer.

_____ ◆ _____

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ РУКИ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ СИСТЕМ РАСПОЗНАВАНИЯ ЖЕСТОВ

к.ф.-м.н. Голованов Р.В.[1], инж. Воротнёв Д.В.[2], инж. Калина Д.А.[3]

[1] Национальный исследовательский университет «МИЭТ», Зеленоград
[2] АО НПЦ «ЭЛВИС», Зеленоград
[3] ООО «Ай Ти Ви Групп», Москва

Современные системы распознавания жестов рук используют специальные архитектуры свёрточных нейронных сетей, способные представить скелетную модель руки (позу) по изображению. Они обеспечивают достаточно высокую точность восстановленного скелета даже для задач трекинга рук, поэтому применение их для распознавания жестов даёт более качественный и стабильный результат в сравнении с классическими алгоритмами. Однако слабая сторона таких алгоритмов – производительность. Для их выполнения зачастую используется значительная часть ресурсов компьютера, и обработка видео в реальном времени оказывается затруднительной. Наиболее существенно это сказывается в ситуациях, когда в кадре нет целевого объекта (руки́). В данной работе представлено одно из возможных решений данной проблемы – построение системы, работающей как детектор руки, когда рука в кадре отсутствует, а иначе – как классификатор жестов. В работе даётся описание рассматриваемых алгоритмов. Приводится теоретическая оценка возможной оптимизации производительности и результаты экспериментов. Тестирование алгоритмов проводилось как на общедоступных базах жестов, так и на видеопоследовательностях, подготовленных авторами. Экспериментальные результаты согласуются с теоретическими оценками и демонстрируют преимущества предлагаемого дизайна системы распознавания жестов.

1. Введение. Стремительное увеличение производительности современных компьютеров открывает новые возможности для применения алгоритмов компьютерного зрения и машинного обучения в прикладных и исследовательских задачах. Одно из перспективных и востребованных направлений – распознавание жестов рук человека. Проблема распознавания жестов отнюдь не нова и в настоящее время существует множество различных подходов для её решения. В данной работе мы остановимся на технологии реконструкции жестов, в основе которой лежат нейронные сети, позволяющие восстановить позу какого-либо объекта – кисть руки, тело человека или выражение лица. Подобные подходы в распознавании жестов активно внедряются в различных современных приложениях. Ярким примером является индустрия виртуальной реальности (VR), а также дополненной и смешанной реальности (AR/MR), где требуется организовать взаимодействие пользователя с виртуальным миром посредством жестов рук. Однако даже с учётом доступных вычислительных ресурсов, такие задачи возможно решить с приемлемой производительностью лишь на специализированных компьютерах.

В данной работе рассматривается проблема производительности системы распознавания жестов по восстановленному скелету кисти руки. Упомянутым недостатком данной системы является низкая производительность, а также избыточное потребление вычислительных ресурсов в ситуациях, когда в кадре отсутствует рука. Другая техническая сложность состоит в том, что рассматриваемая система представляет собой неделимый блок – нейронную сеть, которую трудно разбить на отдельные этапы, такие как, обнаружение руки, определение суставных точек. Поэтому систему требуется дополнять другими алгоритмами для оптимизации производительности. Проведённые исследования и практические эксперименты демонстрируют возможное решение: комбинирование классических алгоритмов обнаружения руки и современных систем реконструкции скелета кисти руки.

2. Классификация статических жестов руки. В основе построения классификатора статических жестов лежит так называемая скелетная модель руки [1]. Модель включает в себя 21 ключевую точку (рисунок 1), соответствующую анатомическому расположению суставов кисти руки, кончиков пальцев и центра ладони. Для обнаружения ключевых точек и восстановления скелета руки по изображению используют свёрточные машины позы, предложенные в [2] и ставшие стандартным инструментом для решения таких задач.

Нейронная сеть, используемая в данной работе, имеет архитектуру модифицированной сверточной машины позы [1]. Всего на выходе нейронной сети имеется 22 карты достоверностей: 21 карта соответствует ключевым точкам, а последняя — фону. Для построения скелета руки производится поиск максимумов двумерных карт достоверностей, соответствующих ключевым точкам, масштабированных к размерам входного изображения.

В формировании дескриптора жеста участвуют скелетные данные и значения пиков тепловых карт, соответствующих ключевым точкам. Дескриптор жеста включает в себя 57 признаков: первые 36 признаков отвечают за представление формы руки, а оставшийся 21 признак соответствует значениям максимумов карт достоверностей.

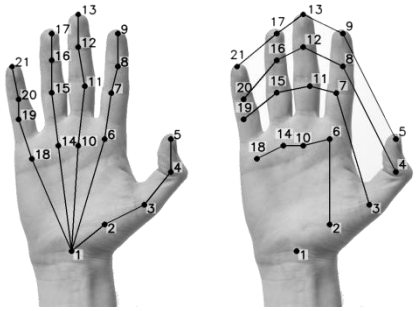


Рисунок 5. Ключевые точки и формы связанных суставов.

Для описания формы руки используется 2 конфигурации ключевых точек, называемые формой связанных суставов [3], изображённые на рисунке 1. При этом координаты точек суставов руки рассматриваются в относительных величинах (в долях от линейных размеров прямоугольной области кисти руки). Дескриптор жеста формируется из двух наборов чисел

$$\boldsymbol{d} = (d_1, \dots, d_{36}, c_1, \dots, c_{21}), \quad (1)$$

где $d_1, \dots, d_{36}$ — евклидовы расстояния между ключевыми точками для обеих конфигураций (порядок обхода пар точек определяется нумерацией на рисунке 1, всего 36 пар), а $c_1, \dots, c_{21}$ — максимальные значения карт достоверностей, полученных как результат работы нейронной сети и соответствующих ключевым точкам 1–21. Окончательный вид дескриптора представлен формулой:

$$\tilde{\boldsymbol{d}} = \boldsymbol{d}/\|\boldsymbol{d}\|. \quad (2)$$

Обучение классификатора статических жестов руки по построенному дескриптору (2) производилось с использованием модели мультиклассового SVM-классификатора с радиально-базисным ядром на общедоступных базах изображений жестов: Microsoft Kinect and Leap Motion Dataset (далее DS1) с 10 классами жестов и Creative Senz3D Dataset (далее DS2) с 11 классами жестов (таблица 1). Оценка качества результатов классификации по метрике accuracy показала, что построенная модель хорошо описывает данные классы жестов.

Таблица 1.

Значения метрики accuracy для баз тестовых изображений

База	G1	G2	G3	G4	G5	G6	G7	G8	G9	G10	G11
DS1	0.97	0.98	0.92	0.93	0.93	0.94	0.92	0.97	0.98	0.95	-
DS2	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	0.99	1.00	1.00	1.00

Однако производительность полученного классификатора жестов составляет около 6 кадров в секунду для видео размера 640×480 пикселей, причём более 97% времени работы требует нейронная сеть даже с использованием GPU.

3. Обнаружение руки – более простая задача и обычно является частью какой-либо более сложной системы. Детекторы руки позволяют на каждом кадре из видеопотока произвести выделение руки ограничивающим прямоугольником. Схема алгоритма, использованного в данной работе, приведена на рисунке 2.

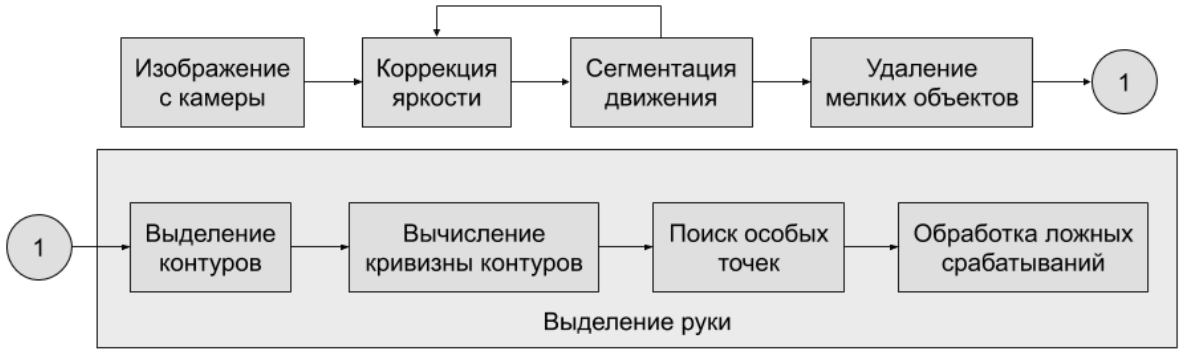


Рисунок 6. Схема работы детектора руки.

Алгоритм состоит из следующих модулей:

1. *Коррекция яркости* — сглаживание резких изменений яркости для снижения ложных срабатываний алгоритма сегментации движения.

2. *Сегментация движения* — получение бинарного изображения (маски сегментации) путём выделения движущихся объектов на изображении. В данной работе использовался алгоритм ViBe+ [4].

3. *Удаление мелких объектов* — уменьшение количества объектов на бинарном изображении при помощи удаления всех объектов, площадь которых меньше заданного порога.

4. *Выделение контуров* — выделение контуров объектов при помощи бинарных морфологических операций эрозии и вычитания по формуле $\beta(I) = I \backslash (I \ominus P)$, где I — исходное изображение; $\beta(I)$ — изображение с отмеченными контурами объектов; P — крестообразный примитив размера 3x3. На полученном бинарном изображении выполняется прослеживание границ с помощью алгоритма Мура [5], кодирование с помощью цепного кода Фримена [6] и сглаживание с помощью дескрипторов Фурье [7] (использовалось 5% от общего числа дескрипторов).

5. *Вычисление кривизны контуров* — вычисление изменения кривизны в каждой точке найденных контуров.

6. *Поиск особых точек* — анализ изменения кривизны контуров движущихся объектов. Особые точки руки (точки начала и конца каждого пальца) являются локальными максимумами функции изменения кривизны контура, расположенными близко друг к другу. Контур руки должен иметь 9 ярко выраженных локальных максимумов функции изменения кривизны. Объекты, не удовлетворяющие этим требованиям, убираются из рассмотрения.

7. *Обработка ложных срабатываний* — отбрасывание объектов, расстояния между особыми точками которых не удовлетворяют анатомическим особенностям человеческой руки.

4. Объединение классификатора жестов $G(f)$ и детектора руки $H(f)$. Основная цель объединения алгоритмов сводится к оптимизации работы системы $S(f)$ за счёт переключения между блоками $G(f)$ и $H(f)$ в зависимости от присутствия руки в кадре. Используемый классификатор жестов по своей сути может

выполнять роль детектора руки, но требует значительно больших вычислительных ресурсов в сравненни с классическими алгоритмами обнаружения руки. Поэтому предлагается организовать систему обработки кадров f_t следующим образом

$$S(f_t) = \begin{cases} H(f_t), \text{если } f_{t-1} \text{ не содержит руку,} \\ G(f_t), \text{если } f_{t-1} \text{ содержит руку.} \end{cases}$$

Оценим теоретический прирост производительности. Для этого введём следующие обозначения: N — общее количество кадров в видео; N_{hands} — количество кадров видео, на которых есть рука; t_H — среднее время обработки кадра блоком $H(f)$; t_G — среднее время обработки кадра блоком $G(f)$. Среднее время обработки одного кадра t_S составит

$$t_S = \frac{t_H \cdot (N - N_{hands}) + t_G \cdot N_{hands}}{N}. \quad (3)$$

При этом средний прирост скорости обработки видео Δt_S по предложенной схеме определяется следующим образом

$$\Delta t_S = \frac{(t_H - t_G) \cdot (N - N_{hands})}{N}, \quad (4)$$

то есть напрямую зависит от разницы в быстродействии блоков $H(f)$ и $G(f)$, а также от количества кадров, на которых присутствует рука.

5. Практические результаты. Тестирование предложенной схемы проводилось на четырёх реальных видеороликах размера 640×480 в формате RGB, характеристики которых приведены в таблице 2. Для тестирования использовался процессор Intel Core i7-8700 с частотой 3.2 ГГц, все вычисления производились в однопоточном режиме. Среднее время вычисления одного кадра в $G(f)$ и $H(f)$ равно соответственно $t_G = 0.1668$ с. и $t_H = 0.0526$ с.

Таблица 2.

Характеристики тестовых видеороликов.

	Видео1	Видео2	Видео3	Видео4
N	112	120	119	124
N_{hands}	83	82	83	78

Таблица 3.

Сравнение среднего времени обработки одного кадра классификатором жестов и по предложенной схеме.

	Видео1	Видео2	Видео3	Видео4	Среднее по 4м видео
Классификатор жестов, с.	0.1733	0.1736	0.1737	0.1742	0.1737
Предлагаемый подход, с.	0.1320	0.1275	0.1309	0.1229	0.1283
Прирост производительности, %	23.8%	26.6%	24.6%	29.4%	26.1%

Из таблицы 3 видно, что предложенная схема позволила добиться уменьшения среднего времени обработки одного кадра видео на 26.1% за счёт экономии вычислительных ресурсов для кадров, не содержащих руки. Полученные результаты сходятся в пределах погрешности с теоретическими результатами, рассчитанными по формулам (3) и (4).

Стоит отметить, что, несмотря на остановку алгоритма сегментации движения после обнаружения руки, переинициализация модели фона не требуется благодаря статичности фона и наличию блока коррекции яркости (см. рисунок 2).

6. Выводы и рекомендации. Практический эксперимент, проведённый в данной статье, показывает, что совместное использование классификатора жестов и детектора руки по предложенной схеме, позволяет эффективно использовать вычислительные ресурсы в зависимости от контекста, то есть наличия руки в кадре.

Из проведённого исследования также можно сделать следующие выводы:

1) Рекомендуется использовать классификатор жестов совместно с детектором руки по схеме, предложенной в данной статье;
2) Ожидаемый прирост производительности можно заранее рассчитать по формуле (4);
3) Прирост производительности тем больше, чем быстрее детектор руки по сравнению с классификатором жестов, и чем больше кадров видео не содержат руки;
4) Время отклика системы на появление руки в кадре будет меньше, при использовании детектора руки.

В качестве дальнейшего ускорения предложенной схемы совместной работы классификатора жестов и детектора руки можно предложить использование особых точек, полученных детектором руки, при классификации жестов.

Работа поддержана грантом РФФИ № 18-31-00141.

Литература

Simon T. et al. Hand keypoint detection in single images using multiview bootstrapping //Proceedings of the IEEE conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 2017, С. 1145-1153.

Wei S. E. et al. Convolutional pose machines//Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 2016, С. 4724-4732.

De Smedt Q. et al. 3D hand gesture recognition using a depth and skeletal dataset: SHREC'17 track//Proceedings of the Workshop on 3D Object Retrieval, Eurographics Association, 2017, С. 33-38.

Van Droogenbroeck M., Paquot O. Background subtraction: Experiments and improvements for ViBe //2012 IEEE computer society conference on computer vision and pattern recognition workshops. – IEEE, 2012. – С. 32-37.

Moore G. A. Automatic scanning and computer processes for the quantitative analysis of micrographs and equivalent subjects //Pictorial Pattern Recognition. – 1968. – С. 275-362.

Freeman H. Computer processing of line-drawing images //ACM Computing Surveys (CSUR). – 1974. – Т. 6. – №. 1. – С. 57-97.

Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений //Издание 3-е, исправленное и дополненное //Москва: Техносфера, 2012. – 1104 с.

HAND DETECTION ALGORITHMS USAGE FOR OPTIMIZATION OF GESTURE RECOGNITION SYSTEMS

Ph.D. Golovanov R.V.[1], engr. Vorotnev D.V.[2], engr. Kalina D.A.[3]

[1] National Research University of Electronic Technology, Zelenograd
[2] ELVEES RnD center, JSC, Zelenograd
[3] LLC «ITV Group», Moscow

Modern hand gesture recognition systems use special convolutional neural network architectures that can represent a skeleton model of a hand (pose) from an image. They provide a sufficiently high accuracy of the restored skeleton even for hand tracking tasks, therefore, using them for gesture recognition gives a better and more stable result in comparison with classical algorithms. However, the weakness of such algorithms is performance. A significant part of computer resources is often used to execute them, and real-time video processing is difficult. This is most valuable in situations where there is no target object (hand) in the frame. In this paper, one of the possible solutions to this problem is presented - the construction of a system that works as a hand detector when there is no hand in the frame, and otherwise as a gesture classifier. The paper gives a description of the considered algorithms. A theoretical assessment of possible performance optimization and experimental results are presented. Algorithms were tested both on publicly accessible gesture bases and on video sequences prepared by the authors. The experimental results are consistent with theoretical estimates and demonstrate the benefits of the proposed gesture recognition system design.

The reported study was funded by RFBR according to the research project № 18-31-00141.

НОВЫЙ ПОДХОД В УЛУЧШЕНИИ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЙ, ПОЛУЧЕННЫХ ПРИ ФРАКТАЛЬНОМ СЖАТИИ

д.т.н. Дворкович А.В., инж. Новинский Н.Б., асп. До Нгок Диеп

Московский физико-технический институт

Работа посвящена новому подходу в улучшении качества изображений, полученных при фрактальном сжатии. Анализ показал, что ранговые области, к которым не удается подобрать похожий домен, неадекватно перерисовываются при восстановлении изображения, и если из них при этом берутся домены, то они получат значительные искажения. И если домены брать из других мест, то это может привести к улучшению общего качества изображения, несмотря на то что пара домен – ранговая область будет подобрана не лучшим образом.

Математические основы фрактального сжатия изображений разработаны довольно давно и достаточно подробно [1]. Фрактальное сжатие основано на подборе пар домен – ранговая область с учетом нормы различия между ними, в качестве которой обычно используется среднеквадратичная разность Δ. Исходя из особенностей математического аппарата для каждой конкретной реализации существует набор пар домен – ранговая область, который позволит получить восстановленное изображение с наивысшим возможным качеством. Это качество оценивается посредством какой-либо меры, например, пиковое отношение сигнал/шум PSNR. Было бы интересно поднять это качество.

В основу работы была положена идея о том, что ранговые области, которые имеют при подборе большие значения Δ, неадекватно перерисовываются при восстановлении изображения, и если из них при этом берутся домены, то они получат значительные искажения. И если домены брать из других мест, то это может привести к улучшению общего качества изображения, несмотря на то что Δ в данном конкретном случае будет не лучшая для исходного изображения.

Эксперимент ставился следующим образом. Сначала создавалась таблица кодировщика стандартным методом полного перебора как, например, описано в [2]. В нашем случае, для повышения наглядности, повороты и отражения доменов не производились. Для нее восстанавливалось изображение и вычислялся PSNR. Подбор нового кандидата в ранговую область велся исходя из трех коэффициентов G1, G2 и G3.

Коэффициент G1 использовался для разметки «плохих» ранговых областей, т.е. те для которых значения Δ (среднеквадратичная разница домен – ранговая область) достаточно велики.

Граничное значение Δ_{c1} высчитывалось по следующей формуле

$$\Delta_{c1} = ((\Delta_{max} - \Delta_{min}) * G1) + \Delta_{min}. \quad (1)$$

Ранговые области, у которых Δ была больше, чем Δ_{c1}, помечались как плохие, и домены, которые попадали на них, подлежали пересчету.

Коэффициент G2 использовался для отказа в пересчете «плохих» пар ранговая область – домен. Если минимальная Δ для данной пары домен – ранговая область велика, то следующая по качеству пара будет сильно хуже и даст слишком значительный рост ошибки при восстановлении изображения. Отказ в пересчете производился на основе превышения граничного значения Δ_{c2}.

Граничное значение Δ_{c2} вычислялось по следующей формуле

$$\Delta_{c2} = ((\Delta_{max} - \Delta_{min}) * G2) + \Delta_{min}. \quad (2)$$

Коэффициент G3 запрещает выбор нового кандидата в домены для данной ранговой области, если его Δ была больше Δ лучшего кандидата, умноженной на этот коэффициент, т.е. мы получим слишком сильное ухудшение качества восстановленного изображения. Эмпирически установлено, что оптимальное значение коэффициента G3 равно 1.1. Значения для коэффициентов G1 и G2 приводятся далее в таблице.

Эксперимент и результаты

Предложенный алгоритм был протестирован на двух полутоновых изображениях “Kiel” и “Lenna”, которые представлены на рисунке 1. Размер изображений 512x512 пикселей, размер ранговой области 4x4.

На рисунке 2 представлено расположение ранговых областей, в которых значения Δ превышают коэффициент G1 для изображений “Kiel” и “Lenna”. Эти схемы соответствуют коэффициенту G1, равному 0,1. При увеличении коэффициента G1 количество отмеченных ранговых областей уменьшится.

Для восстановленного изображения “Kiel”, кодированного по стандартной методике, PSNR = 29,298965.

Рисунок 1. Изображения “Kiel” и “Lenna”, которые были использованы для экспериментов

Рисунок 2. Схема расположения ранговых областей, в которых значения Δ превышают коэффициент G1 для изображений “Kiel” и “Lenna”

В таблице 1 представлены результаты расчетов PSNR для этого изображения с применением новой методики. По строкам перебирается коэффициент G1. По столбцам меняется коэффициент G2. Цветом выделены значения PSNR, которые лучше исходного.

В таблице 2 представлены результаты расчетов PSNR для изображения “Lenna” с применением новой методики. По строкам перебирается коэффициент G1, по столбцам меняется коэффициент G2. Выделены значения PSNR, которые лучше исходного. Значение PSNR - 36.105806 для исходного изображения“Lenna”.

Таблица 1

. Результаты расчетов PSNR для изображения “Kiel” с применением новой методики.

G2	G1			
	0,5	0,3	0,2	0,1
0,7	29,308637	29,308637	29,299415	29,29942
0,6	29,308057	29,308438	29,299302	29,2993
0,5	29,307791	29,309981	29,300823	29,30082
0,4	29,301254	29,309981	29,299591	29,30082
0,3	29,30835	29,311834	29,304796	29,3048
0,2	29,297368	29,299087	29,284977	29,28498
0,1	29,250709	29,260509	29,262116	29,26212

Таблица 2.

Результаты расчетов PSNR для изображения “Lenna” с применением новой методики.

G2	G1			
	0,5	0,3	0,2	0,1
0,7	36,10581	36,10581	36,10581	36,10581
0,6	36,10628	36,10628	36,10628	36,10614
0,5	36,10639	36,10639	36,10458	36,10458
0,4	36,10417	36,10417	36,10291	36,10307
0,3	36,09438	36,0949	36,09554	36,09776
0,2	36,07809	36,0795	36,07912	36,0817
0,1	36,03186	36,03515	36,04203	36,04909

Заключение

Проведенные исследования показывают, что возможно улучшение восстановленного изображения при сжатии фрактальным методом. В данном случае улучшение незначительно, однако требует также незначительных дополнительных вычислительных затрат. Ожидается, что при увеличении разрешения изображения эффект будет более существенным. Также следует заметить, что данный алгоритм более эффективен для сложных изображений.

Литература

1. M. F. Barnsley, S. Demko, "Iterated function systems and the global construction of fractals", *Proc. of Royal Soc. London*, vol. A399, pp. 243-275, 1985.
2. Y. Fisher. Fractal Image Compression: siggraph’92 course notes, 1992.

NEW APPROACH IN IMPROVEMENT OF QUALITY OF THE IMAGES RECEIVED AT FRACTAL COMPRESSION

D.Eng.Sc. Dvorkovich A., eng. Novinsky N., Ph.D. cand. Do Ngoc Diep

Moscow Institute of Physics and Technology

The paper is devoted to the new approach in quality improvement of the images restored after fractal compression. The analysis showed that it is not always possible to pick up quite enough similar domain to each ranges. The ranges with not very similar domain will be inadequately depicted at restored image. And domains that include such rangs will produce considerable distortions. We may take the domains from other places. It can lead to improvement of the general quality of the restored image in spite of the fact that some couples “domain – range” were non-optimal.

АВТОМАТИЧЕСКИЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАКУРСА АВТОМОБИЛЯ НА ИЗОБРАЖЕНИИ

инж. Зубов И.Г.

ООО «НЕКСТ»

Распознавание, определение местоположения и ориентации объекта на 2D изображении являются фундаментальной проблемой компьютерного зрения. В сфере автономного транспорта решение задачи ориентации детектированного объекта имеет первостепенный характер. В работе предложен метод определения ракурса автомобиля на изображении. Предложенный метод основан на сопоставлении признаков объекта интереса с шаблоном. Признаки объекта интереса представлен в виде внешнего контура в полярной системе координат. Полученные результаты показывают, что данный подход позволяет достичь точность классификации 97% на базе изображений «Carvana».

I. Введение

Одним из важнейших направлений развития автомобильной техники является автоматизация вождения. Широкое внедрение технологий автономного вождения и совершенствование современных систем помощи водителю (ADAS) позволяют решить ряд проблем, вызванных влиянием «человеческого фактора».

В сфере автономного транспорта решение задачи обнаружения 3D-объектов имеет первостепенный характер. Система помощи водителю должна предсказывать возможные направления перемещения объектов в течение времени. Что становится возможным, имея трехмерную траекторию объекта. Модель обнаружения 3D-объектов предоставляет следующую информацию (x; y; z; h; w; l; phi), (x; y; z) - где 3D-координаты центра тяжести, (h; w; l) - соответственно высота, ширина и длина объекта и phi - ракурс объекта относительно наблюдаемого датчика. Как правило, для решения задачи обнаружением 3D свойств объектов используют лидары в совокупности с камерами [1,2]. Однако, аппаратура, которой дооснащают транспортное средство (ТС), сопоставима с ценой самого автомобиля, что в свою очередь затрудняет повсеместное применение данных технологий.

II. Сопутствующие работы

Подавляющее большинство существующих детекторов объектов ориентированы на двумерную локализацию ([3,4,5,6,7,8,9,10] и т. д.). Для извлечения информации о трехмерной структуре сцены из двумерных изображений в основном используется информация о градиенте изображения в сочетании с каркасной моделью ([11,12]). Современные методы [13,14,15] основаны на выборе устойчивых свойств трехмерных объектов с использованием сверточных нейронных сетей.

Целью данного исследования является получение соответствующих трехмерных свойств жесткого объекта с монокулярного изображения на основе внешнего контура ТС.

III. Метод

В рамках исследования предполагается, что ТС локализовано, а также произведена семантическая сегментация. В качестве тестовых данных была использована база изображений «Carvana»[16]. В данной базе изображений содержится 318 ТС различных классов, каждое из которых представлено с 16 ракурсов.

Так как ТС является жестким объектом внешний вид, которого зависит от марки автомобиля и точки наблюдения, воспользуемся априорными знаниями расположения внешнего контура ТС. На рисунке 1 представлен пример распределения внешних контуров ТС различных классов (все модели точно описаны контуром и приведены к одному размеру).

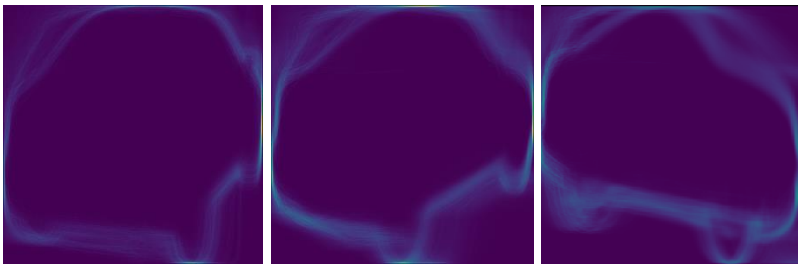


Рисунок 1. Распределения внешних контуров набора изображений «Carvana»

Таким образом задачу классификации ракурса ТС можно свести к сопоставлению классифицируемого контура с эталонными. В качестве эталонных данных возьмем внешние контура одного из 318 ТС на каждом из 16 ракурсов.

Для решения данной задачи предлагается использовать метод на основе сравнения спектров внешних контуров представленных в полярной системе координат.

Основные шаги метода:

Шаг 1. Из маски объекта выделяется внешний контур (Рисунок 2 а).

Шаг 2. Производится преобразование в полярную систему координат.

Приведенные на рисунке 2а контур является двумерным, то есть каждый пиксель описывается парой значений. Контур объекта можно привести к одномерному виду. Для дальнейшего исследования опишем внешние границы объекта с помощью одномерной функции (сигнатуры). Зададим сигнатуру, как зависимости расстояния от центра тяжести объекта до его границ в виде функции угла (производится преобразование в полярную систему координат).

Для описания положения точки M(x, y) в полярных координатах r и φ воспользуемся уравнением 1,2

$$r = \sqrt{x^2 + y^2} \qquad (1)$$

$$tg(\varphi) = \frac{y}{x} \qquad (2)$$

где, r- полюс (расстояние от точки M до начала координат), φ – угол, образованный лучом 0M с полярной осью.

Приняв за полюс значение центра тяжести объекта используя уравнения 1,2 преобразуем контур объекта из декартовой системы координат в полярную (Рисунок 2 б). Тем самым после преобразования изображения в полярную систему координат, интересующий контур будет расположен в области $0 \leq \varphi < 2\pi$.

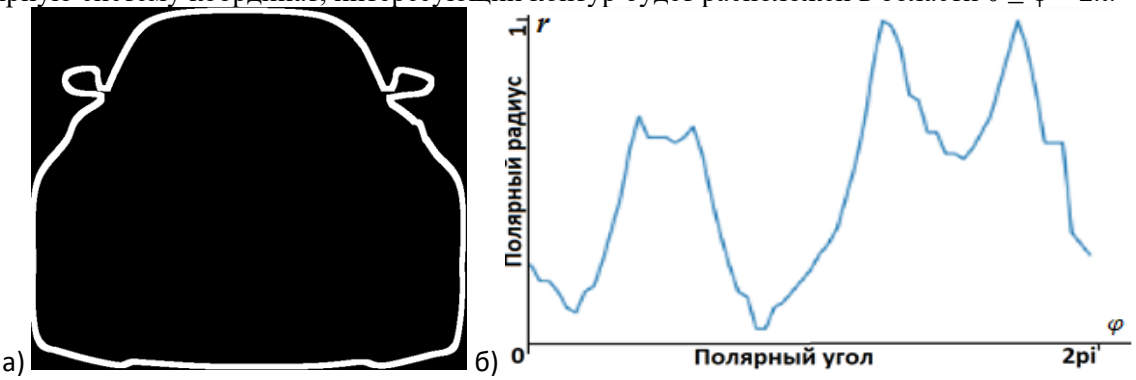


Рисунок 2. а) Внешний контур автомобиля из набора изображений «Carvana» б) Внешний контур автомобиля, представленный в полярной системе координат

Шаг 3. Дискретное преобразование Фурье.

Сигнатуры, полученные в предыдущем шаге, инвариантны по отношению к параллельному переносу, однако зависят от поворота и изменения масштаба. Чтобы получить инвариантность относительно изменения масштаба, можно воспользоваться преобразованием Фурье [17].

Полученную последовательность представим в виде спектра. Вычислим ДПФ по формуле 3

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-i\frac{2\pi kn}{N}}$$

где, N- количество значений последовательности, примем шаг равный 0.1 (т.к. последовательность расположена в области $0 \leq \varphi < 2\pi$) получим N=62, xn - значение полярного радиуса в точке n.

Шаг 4. Производится сравнение спектрограмм исходного и эталонного сигналов. Вычислим коэффициент корреляцией Пирсона по формуле 4.

$$R_{xy} = \frac{\sum_{i=1}^{m}(x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^{m}(x_i - \bar{x})^2 \sum_{i=1}^{m}(y_i - \bar{y})^2}}$$

где, $\bar{x}$ и $\bar{y}$ - математическое ожидание.

IV. Эксперимент

Для сравнения были произведены следующие эксперименты:

1) Вычисление коэффициента корреляции Пирсона исходного и эталонного контуров без полярного преобразования и ДПФ.

2) Вычисление коэффициента корреляции Пирсона исходного и эталонного контуров после преобразования в полярную систему координат без ДПФ.

3) Вычисление коэффициента корреляции Пирсона исходного и эталонного контуров после преобразования в полярную систему координат и ДПФ.

$$Accuracy = \frac{TP + TN}{TP + TN + FP + FN}$$

Полученные результаты эксперимента на тестовом наборе изображений «Carvana» приведены в таблице 1.

Таблица 1

Значения точности

Эксперименты	Точность классификации
1	0.63
2	0.92
3	0.97

Точность предложенного метода на тестовом наборе изображений «Carvana» составила 97.3% - точность. Однако, как можно увидеть из матрицы ошибок (рисунок 3) 2,4% - разница в позе транспортного средства сто восемьдесят градусов, что может быть устранено при анализе видеопоследовательности. Оставшиеся 0,3% - соседний ракурс.

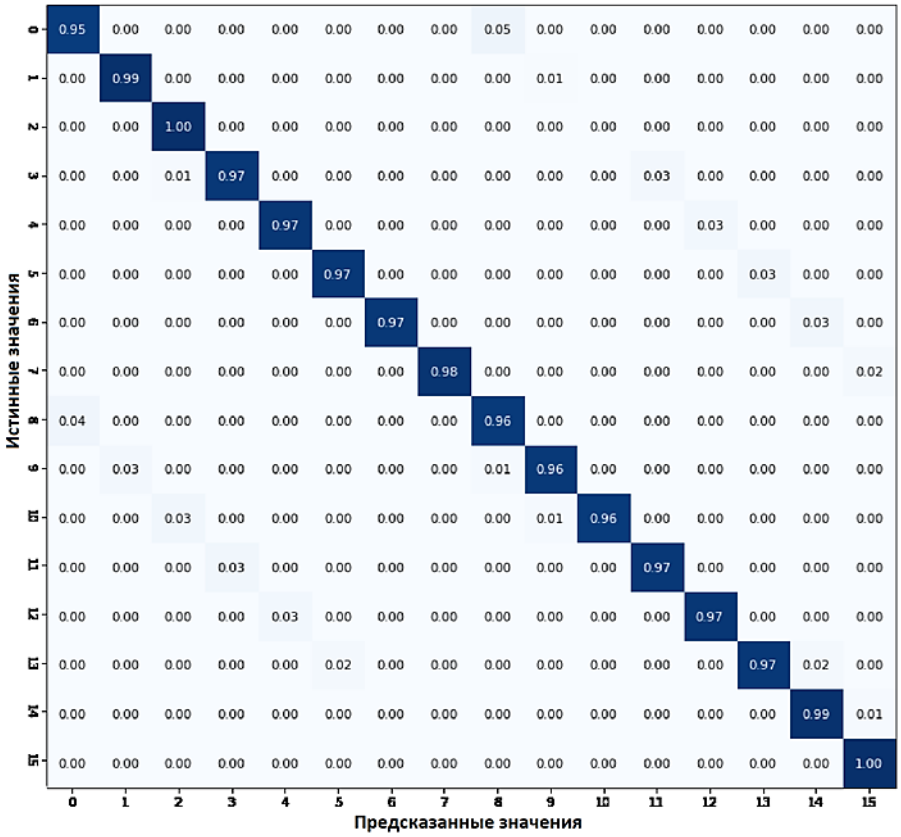


Рисунок 3. Матрица ошибок на наборе изображений «Carvana».

В условиях окклюзии внешний контур определен частично. Для определения устойчивости предложенного метода к окклюзии, рассмотрим точность определения ракурса ТС от окклюзии. На рисунке 4 представлен график зависимости точности определения ракурса ТС от видимой части, где 1 — объект виден полностью.

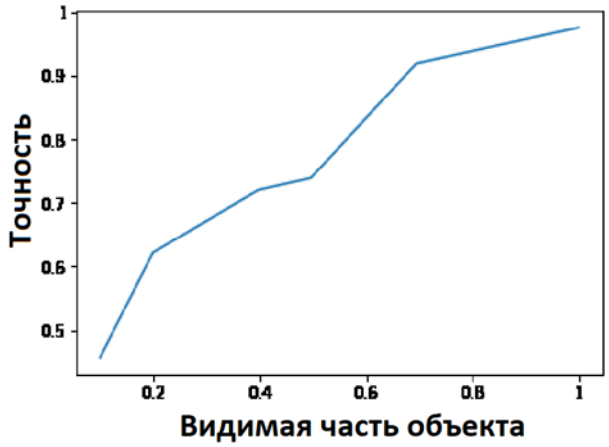


Рисунок 4. Зависимости точности определения ракурса ТС от видимой части.

V. Выводы:

Проведенные эксперименты показали, что предложенный метод позволяет с высокой точностью оценивать ракурс ТС. На базе изображений Carvana точность классификации ракурса составляет 0.97. Данный метод напрямую зависит от точности выделения внешнего контура изображения. Для увеличения точности классификации необходимо также исследовать внутренние контуры объекта.

Литература

1. X. Chen, H. Ma, J. Wan, B. Li, and T. Xia, “Multi-view 3d object detection network for autonomous driving,” in Computer Vision and Pattern Recognition, 2017. CVPR 2017
2. C. R. Qi, W. Liu, C. Wu, H. Su, and L. J. Guibas, “Frustum pointnets for 3d object detection from rgb-d data,” arXiv preprint arXiv:1711.08488, 2017.
3. J. Redmon, S. Divvala, R. Girshick, and A. Farhadi. You only look once: Unified, real-time object detection. arXiv preprint arXiv: 1506.02640, 2015.
4. R. Girshick, “Fast R-CNN,” in IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV), 2015 J
5. K. Simonyan and A. Zisserman. Very deep convolutional networks for large-scale image recognition. CoRR, abs/1409.1556, 2014.
6. P. Felzenszwalb, R. Girshick, D. McAllester, and D. Ramanan. Object detection with discriminatively trained part based models. PAMI, 2010.
7. A.Vedaldi, V. Gulshan, M. Varma, and A. Zisserman. Multiple kernels for object detection. In ICCV, 2009
8. P. Viola and M. Jones. Rapid object detection using a boosted cascade of simple features. In CVPR, 2001.
9. Ross Girshick, Jeff Donahue, Trevor Darrell, and Jitendra Malik. Rich feature hierarchies for accurate object detection and semantic segmentation. In Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition, pages 580–587, 2014.
10. Pierre Sermanet, David Eigen, Xiang Zhang, Michaël Mathieu, Rob Fergus, and Yann LeCun. Overfeat: Integrated recognition, localization and detection using convolutional networks. arXiv preprint arXiv:1312.6229, 2013
11. J. M. Ferryman, S. J. Maybank, and A. D. Worrall, “Visual Surveillance for Moving Vehicles,” International Journal of Computer Vision, pp. 187–197, 2000.
12. E. D. Dickmanns, Dynamic Vision for Perception and Control of Motion. London: Springer Verlag, 2007.
13. Mousavian, A., Anguelov, D., Flynn, J., & Kosecka, J. 3D Bounding Box Estimation Using Deep Learning and Geometry. CVPR17
14. Xiaozhi Chen, Kaustav Kunku, Ziyu Zhang, Huimin Ma, Sanja Fidler. Monocular 3D Object Detection for Autonomous Driving. Raquel Urtasun International Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), 2016

15. Yu Xiang, Wongun Choi, Yuanqing Lin, Silvio Savarese. Subcategory-aware Convolutional Neural Networks for Object Proposals and Detection (CVPR), 2017
16. Kaggle, “Carvana Image Masking Challenge,” 2017. [Online]. Available: https://www.kaggle.com/c/carvana-image-masking-challenge
17. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений — М.: Техносфера, с 305, 2005.

◆

ОБ АВТОМАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ ЗАХОРОНЕНИЯ ОТХОДОВ ПО КОСМИЧЕСКИМ ИЗОБРАЖЕНИЯМ ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ

к.ф.-м.н., доц. Казарян Маретта Левоновна

Северо-Осетинская государственная медицинская академия,
362019 Республика Северная Осетия-Алания, г. Владикавказ, ул. Пушкинская 40,
e-mail: marettak@bk.ru

Дистанционное зондирование Земли позволяет с космических аппаратов получать информацию среднего, высокого пространственного разрешения и проводить гиперспектральные измерения.

Цель работы – проведение анализа этапа формирования пространства признаков при распознавании изображения, формируемого на космическом снимке, с точки зрения стохастической геометрии. Используется методика построения случайных решеток.

Общая методика исследований. В работе используются метод стохастической геометрии для построения распознавателя при расшифровке КС, элементы математического анализа и методы дешифрования космических снимков.

Научная новизна. Задача разработки трейс-матрицы и выбора информативных признаков методом стохастической геометрии для нахождения ОЗО по космическим снимкам высокого разрешения исследуется с точки зрения применения аппарата ДОП. Апробация предложенной методики проводится на примере космических снимков с изображением ОЗО.

Выводы. По результатам эксперимента можно сделать вывод о применении предложенного в настоящей статье метода для задачи автоматической компьютерной генерации и выбора информативных признаков для определения объектов захоронения отходов по космическим изображениям высокого разрешения.

Ключевые слова: ГИС – анализ, несанкционированные объекты захоронения отходов, дистанционное зондирование Земли, космические снимки высокого пространственного разрешения, стохастическая геометрия, геометрическая ковариограмма, дискретные ортогональные преобразования.

Введение

Мониторинг территорий на наличие твердых бытовых отходов (ТБО) и промышленных отходов (ПО) имеет свою характерную особенность, связанную с большим количеством и разбросом их на огромных территориях. Большинство из них являются стихийными и несанкционированными. Для нахождения и предотвращения последствий, связанных с явлениями чрезвычайных ситуаций, а также с распространением разнообразных микроорганизмов, вредящих здоровью людей, проживающих в непосредственной близости то объектов захоронения отходов (ОЗО) необходима достоверная и быстрая информация. Для охвата больших территорий необходимо воспользоваться мониторингом без прямого контакта с исследуемой территорией, с учетом труднодоступности их. Поэтому целесообразно использовать технологии дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Для применения медико-биологического воздействия на исследуемые территории необходимо иметь автоматическую систему по дешифрованию или распознаванию космических снимков.

Итак, предметом исследований является разработка технологий автоматической системы управления по расшифровке космических снимков высокого разрешения, основанного на идее применения стохастической геометрии.

Объектом исследований являются ТБО, ПО и сопутствующие им физико-химические процессы, регистрируемые на космических изображениях высокого разрешения.

Для выделения участков поверхности Земли, на которых располагаются ОЗО, необходимо проведение анализа яркостных, текстурных характеристик. Выбор информативных признаков посредством геометрической вероятности и ковариограммы изображения достаточно актуальная задача, имеющая как приложение разработку алгоритмов интеллектуального дешифрования ОЗО с использованием обучаемых

искусственных нейронных сетей. Для этого необходимо разработать методы и алгоритмы предварительной обработки космических изображений для выделения информативных признаков.

Исследовательская часть. При расшифровке снимков, обычно, осуществляется упрощение космических снимков (КС), т.е. приведение к бинарному виду. Это приводит к потере исходных признаков по исследуемой территории. Поэтому, предварительную обработку КС будем осуществлять иным способом, не приводящим к данным потерям, будем опираться на стохастическую и интегральную геометрию, используемую в качестве математической базы. При этом предполагается, что исходные изображения прошли надлежащие этапы предварительной обработки, нет необходимости в рассмотрении специальных процедур валидации космических снимков в рамках данных исследований.

Объекты на поверхности земли распределены по определённым законам и имеют периодическую структуру на разном уровне детализации. Периодичность окружающего мира наблюдается не только на космических, но и на других видах изображений, что позволяет применить алгебру геометрических объектов (умножение объекта на коэффициент, сеточное умножение объекта на объект, разложение объекта на простые и составные множители и т.д.) для их геометрического исчисления.

Расшифровка космических снимков методами стохастической геометрии обладает определенными преимуществами и одно из них – это способность приблизиться к природе человеческого распознавания, суть которого – это стохастическое сканирование.

В основе стохастического сканирования с применением интегральной геометрии лежит формула из интегральной геометрии для определения длины плоской кривой с помощью точек пересечения с прямыми, пересекающими эту кривую [5,6].

Пусть D – это ОЗО. В общем случае будем считать, что D – это выпуклое тело в пределах скользящего окна, имеющего произвольную форму. Для определенности будем рассматривать круглое окно, соответственно с атрибутами данной геометрической фигуры. Применительно к данному допущению будем рассматривать формулы из [5] и связанные с ними понятиями, в частности, ковариограмму [6-8].

Г. Бианчи и Г. Аверков (см. [7]) доказали, что каждая плоская область определяется в классе всех плоских выпуклых областей по ковариограмме, с точностью до параллельных переносов и отражений. Однако для $n>3$ тело не определяется с помощью ковариограммы, а в случае $n=3$ задача до сих пор не решена (open problem). Тем не менее, мы считаем, что в случае $n=3$ можно использовать ковариограммы выпуклого тела в качестве ее характеристики.

В методике расшифровки снимков методами стохастической геометрии будем рассматривать методику, основанную на формировании пространства триплетных признаков [4] на базе трейс-преобразований и минимизации признакового пространства посредством дискретных ортогональных преобразований (ДОП).

При формировании триплетного признака мы будем придерживаться подхода, который заключается в том, что осуществляется автоматическая генерация признаков. Это дает возможность формирования пространства признаков без участия эксперта, т.е. выполнение в автоматическом режиме. Из всего множества сформированного признакового пространства выбираются оптимальные элементы, т.е. осуществляется предварительная обработка признакового пространства и далее можно использовать классические алгоритмы распознавания с применением обучающего множества. Метод формируется двумя этапами.

Первый этап – это формирование трейс-преобразования или трейс-матрицы. Данное преобразование формируется в результате сканирования изображения по данной траектории. Генерируется дискретная сканирующая решетка, на базе которой строится дискретное трейс-преобразование.

1. Рассмотрим первый шаг формирования трейс-преобразования. Пусть на плоскости (x,y) дана функция изображения $F(x,y)$. Пусть t точка на сканирующей прямой с заданной ковариограммой, θ и ρ – нормальные координаты прямой $l(\theta, \rho, t)$, задаваемой уравнением: $x \cdot \cos\theta + y \cdot \sin\theta = \rho$

.Анализируемое изображение пересекается со сканирующей прямой – это есть функция двух аргументов $g(\theta,\rho)$, рассматриваемая как действие функционала T на результат пересечения:

$g(\theta, \rho) = T(F \cap l(\theta, \rho, t))$ (число пересечений прямой сканирующей решетки с изображением).

Рассматривая дискретный случай, имеем: два дискретных множества в качестве параметров сканирующей прямой $\Omega = \{\theta_1, \theta_2, \ldots, \theta_n\}$ и $\Gamma = \{\rho_1, \rho_2, \ldots, \rho_n\}$

Под воздействием функционала T получаем трейс - матрицу: $t_{ij} = T\ (F \cap l(\theta_j, \rho_j, t))$

Для определенности наших исследований будем рассматривать полутоновые снимки, т.е. черно-белые изображения. Построенная по данной методике трейс-матрица определяется, прежде всего,

числовыми характеристиками сечения изображения со сканирующей прямой (числом пересечений, суммой длин областей пересечения и т.п.), а также информацией об окрестности сечения сканирующей прямой.

2. Преобразование столбцов полученной матрицы посредством диаметрального функционала **P.** В результате имеем ***2π*** – периодическую кривую или вектор при рассмотрении дискретного случая.

3. Осуществление сжатия вектора посредством функционала **Θ,** в результате которого для данного изображения получается число-признак.

Итак, получается триплетный признак – как последовательное применение трех функционалов

$$\Pi(F) = \Theta \circ P \circ T(F \cap l(\theta, \rho, t)) \quad (1)$$

При генерировании триплетных признаков не учитываются геометрические и другие априорные характеристики получаемых признаков.

После чего осуществляется минимизация информативных признаков. В статье предлагается применить аппарат ортогональных преобразований. Алгоритм достаточно универсален. Идея такова: для распознавания космических снимков необходимо сгенерировать множество признаков и далее выбрать из них оптимальные по соответствующему критерию. Таким образом, при построении автоматической системы необходимо выполнить обучение распознающей системы с исходящими из этого затратами. Но в, то, же время, когда исследуются территории и проводится мониторинг на наличие твердых бытовых отходов, в редких случаях можно заранее знать геометрические характеристики ОЗО. Это важно для классификации исследуемого объекта.

Второй этап - минимизация признакового пространства или сжатие.

Как правило, при проведении теоретических исследований для определения минимального набора информативных поисковых признаков используется преобразование Карунена – Лоэва. Но на практике данное ортогональное преобразование практически не используется, т.к. оно не имеет быстрого алгоритма, поэтому целесообразно воспользоваться серией ДОП, имеющих быстрые алгоритмы и прошедших апробацию на протяжении нескольких десятилетий. После выполнения предварительной обработки исходной информации можно перейти к традиционному распознаванию образов стандартным алгоритмом.

Для проведения эксперимента над космическими снимками с изображением свалок должны быть выдержаны определенные требования. А именно: географические, геометрические и технологические [1,2]. Для проведения эксперимента воспользуемся следующими программными средствами: ГИС Google Earth, посредством которой в Интернете дается размещение земной поверхности и возможность выделения спутниковых изображений с достаточно хорошими характеристиками, т.е. имеют высокое разрешение; Matlab и Object Pascal для проведения расчетов и реализации предложенного алгоритма в виде программы. Основными дешифровочными признаками свалки являются форма и текстура. В результате генерации признакового пространства получается вектор $\overline{x} = (x_0, ..., x_{N-1})$.

Выполним выбор наиболее информативных элементов полученного вектора признаков, применяя аппарат ДОП. Для определенности исследуем преобразование вейвлет-Хаара и возможность выбора посредством данного преобразования наиболее информативных элементов вектора-признака. Достаточно подробно анализировалась задача выбора информативных признаков с применением вейвлет-Хаар преобразований в работе [3]. Воспользовавшись алгоритмом и методикой проведенных в [3] исследований применим результат в нашем эксперименте. Приведем математическую постановку задачи сжатия вектора.

Пусть $\overline{x} = (x_0, ..., x_{N-1})$ исходный вектор признаков N; F – дискретное ортогональное преобразование (Уолша, Фурье, Хаара и т.д.), F^{-1} – обратное преобразование, S – матрица выбора размерности $m \times N$ ранга m, $1 \le m \le N$, Задача состоит в выборе при заданных F, произвольном S, при котором $\rho(\overline{x}\ ,\ F^{-1} S^T S F \overline{x}) \rightarrow min$, где ρ заданная метрика. Обозначим N/m через k.

При фиксированном преобразовании F_0, произвольной матрице S, эта задача, известная как задача зонного кодирования посредством преобразования F, изучена в работе [3].

Вид матрицы S определяет, какие именно элементы спектрального пространства исходного вектора являются избыточными. Так, если это преобразование вейвлнт-Хаара необходимо отбросить последние элементы матрицы преобразования, для Фурье преобразования избыточными являются центральные компоненты спектра исходного сигнала, для дискретных преобразований Уолша, Уолша-Пэли неинформативными являются последние элементы спектрального вектора рисунок 1 (см.9).

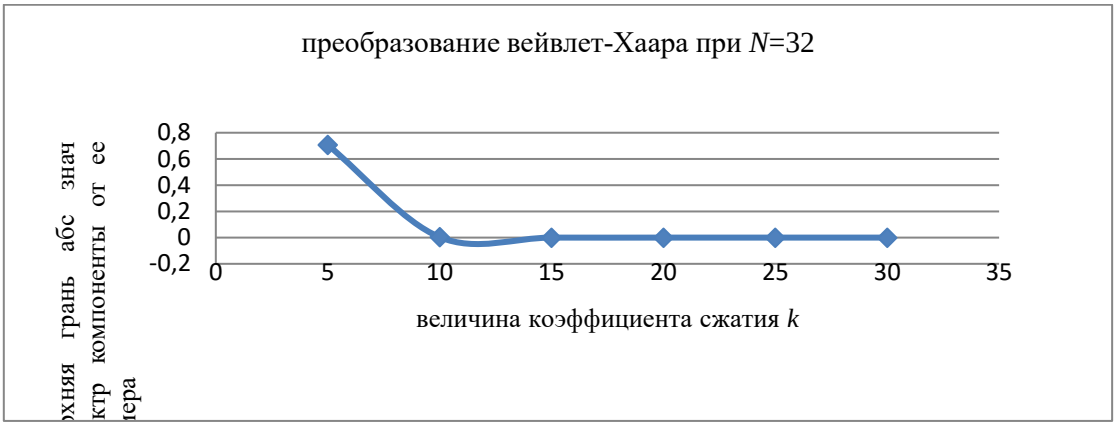


Рисунок 1 Зависимость верхней грани абсолютного значения спектральной компоненты от ее коэффициента сжатия *k* при применении преобразования вейвлет-Хаара

Заключение

В работе рассматривается методика расширения признакового пространства при распознавании КС на наличие ОЗО методом генерации признаков без непосредственного участия человека. Это дает возможность создания автоматической системы по расшифровке КС. Исследуется алгоритм сжатия признакового пространства применением аппарата дискретных ортогональных преобразований.

Литература:

1. Kazaryan M. L., Schahramanian M. A., Richter A. A. Space Monitoring of the Earth on the Presence of Solid Domestic Wastes Using a Discrete Orthogonal Transforms// Serbian journal of electrical engineering. - 2017. - V. 14, No. 3. - P. 343-364.
2. Kazaryan M.L., Shahramanian M.A., Zabunov S. Investigation of the similarity algorithm of the satellite images storage system for stability on the basis of Haar wavelets according to Tikhonov // Aerospace Research in Bulgaria, (Bulgarian Academy of Sciences. Space Research and Technology Institute): Vol. 31, 2019, Sofia
3. Kazaryan M.L., Shahramanian M.A., Zabunov S. Investigation of the basic Haar wavelet-transformations in the problem of decryption of space images on detection of waste disposal fields // Aerospace Research in Bulgaria, (Bulgarian Academy of Sciences. Space Research and Technology Institute): Vol. 30 Pp 96-103, 2018,Sofia.
4. Kendall W.S. New perspectives in stochastic Geometry/ Wilfrid S.Kendall, Ilya Molchanjv.-Oxford,UK: Oxford University press, January, 2010.-120p
5. L.A. Santalo Integral Geometry and Geometric Probability . Addision-Wesley, MA, 2004.
6. Ж. Матерон Случайные множества и интегральная геометрия. Мир. Москва. 1978.
7. G. Bianchi and G. Averkov Confirmation of Matheron's Conjecture jn the covariogram of a planar convex body // Journal of the European Mathematical Society, 11 1187-1202, 2009.
8. Н.Г.Агаронян, В.К.Оганян Функция распределения длины хорды для многоугольников // Известия НАН Армении, том 40, № 4, 43-56, 2005.
9. Казарян М. Л. Исследование задач цифровой обработки сигналов посредством дискретных ортогональных преобразований на устойчивость. Монография – Владикавказ: СОГУ, 2009.

ABOUT AUTOMATIC SYSTEM FOR DETECTION OF OBJECTS FOR WASTE MANAGEMENT BY SPACE IMAGES OF HIGH RESOLUTION

Maretta L. Kazaryan, Doctor of Physics, Assistant Professor,

North Ossetian State Medical University
Russia ,362019, Vladikavkaz, Puschkinskaya str., 40,
e-mail: marettak@bk.ru

Remote sensing of the Earth allows receiving information of medium, high spatial resolution and hyperspectral measurements from spacecraft.

The purpose of the work is to analyze the stage of formation of the feature space during recognition of the image formed on the satellite image from the point of view of stochastic geometry. The technique of constructing random lattices is used.

General research methodology. In this work, we use the stochastic geometry method for constructing a recognizer for decrypting space images , elements of mathematical analysis and methods for decrypting satellite images.

Scientific novelty. The task of developing a trace matrix and choosing informative features using the stochastic geometry method for finding WDF from high-resolution satellite images is studied from the point of view of using the DOT apparatus. Testing of the proposed methodology is carried out on the example of satellite images with the image of WDF.

Conclusions. According to the results of the experiment, it can be concluded that the method proposed in this article is applied to the problem of automatic computer generation and the selection of informative features for determining waste disposal facilities from high-resolution space images.

Keywords: GIS analysis, unauthorized waste disposal facilities, remote sensing of the Earth, high-resolution spatial images, stochastic geometry, geometric covariogram, discrete orthogonal transformations.

_____ ◆ _____

ПОДХОДЫ К ОЦЕНИВАНИЮ ПАРАМЕТРОВ МЕЖКАДРОВЫХ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ДЕФОРМАЦИЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ

асп. Коваленко Р.О.

Ульяновский государственный технический университет

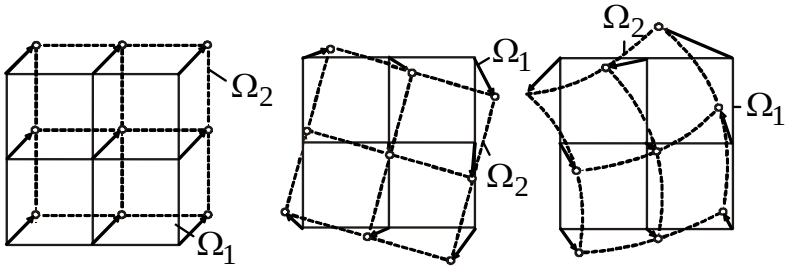
Рассмотрены наиболее применяемые модели и основные известные подходы к оцениванию параметров межкадровых геометрических деформаций изображений. Приведены примеры геометрических деформаций для евклидова, аффинного и проекционного преобразования. Методы оценивания геометрических деформаций последовательностей изображений условно разделены на четырех основных подхода: сопоставление изображений или их локальных участков, морфологический анализ изображений, пространственно-временная фильтрация изображений, анализ оптического потока.

При синтезе различных алгоритмов обработки изображений для фильтрации, компенсации, обнаружения и других задач обычно предполагается, что наблюдения в одном и том же узле сетки отсчетов на всех кадрах соответствуют одной точке пространства. Однако данное допущение не всегда применимо к реальным системам обработки изображений. Такие факторы как движение фотодатчика, несовершенство его конструкции, турбулентность среды, нелинейность оптического тракта и многие другие приводят к тому, что наблюдения в одном и том же узле сетки соответствуют различным точкам пространства. Эффективность обработки информации зависит от наличия разных типов деформаций, таких как сдвиги, повороты, изменения масштаба. Поэтому возникает задача оценивания межкадровых геометрических деформаций изображений (МГДИ) для их учета в различных алгоритмах обработки изображений [1, 2].

МГДИ могут быть как мешающим фактором, который необходимо учитывать при решении определенного рода задач, так и нести в себе полезную информацию. В таких задачах как совмещение многозональных изображений или совмещение разнородных по способу получения изображений необходимо учитывать МГДИ. Похожая проблема существует и в медицине, при совмещении (рентгеновских, ультразвуковых, радиометрических и др.) для более эффективного исследования. К примерам, в которых МГДИ изображений является полезной информацией можно отнести задачи регистрации курса самолета, крылатой ракеты, подводной лодки в условиях ограниченной видимости, оценку поля скоростей ветра по радиолокационным изображениям облачности и др.

Синтез алгоритмов оценивания МГДИ невозможен без построения моделей МГДИ [3]. При геометрической деформации изображения происходит смещение элементов сцены. Таким образом, одинаковым элементам сцены на разных кадрах соответствуют разные координаты. При математическом описании деформации и движения сетки отсчетов неподвижной считают либо сцену, либо движение элементов сцены. Обычно сетка отсчетов принимается прямоугольной, что, вообще говоря, является допущением. В реальных ситуациях сетка отсчетов как опорного, так и деформированного кадров в силу ряда причин обычно криволинейна.

Для примера на рисунке 1(а) приведены два положения Ω_1 и Ω_2 плоской сетки при параллельном сдвиге; на рисунке 1(б) – при сдвиге и повороте на некоторый угол; на рисунке 1(в) – при геометрической деформации общего вида.



а б в

Рисунок. 1. Примеры возможных МГДИ

На рисунке 2(б-г) представлены примеры возможных моделей геометрических деформаций изображения. Исходное изображение представлено на рисунке 2(а). Рисунок 2(б) показывает деформацию, при которой к изображению на рисунке 2(а) применены преобразования сдвига и поворота. Такому движению изображения соответствует, евклидова модель (подгруппа преобразований), которая может описывать только деформации сдвига и поворота.

Аффинное преобразование представлено на рисунке 2(в). Аффинное преобразование является самым общим взаимно однозначным отображением плоскости, при котором сохраняются прямые линии, отношения длин отрезков, лежащих на одной прямой или параллельных прямых, параллельные прямые сохраняют параллельность, сохраняются отношения площадей фигур. К важнейшим свойствам такого преобразования можно отнести тот факт, что любое аффинное преобразование имеет обратное преобразование, которое в свою очередь также является аффинным. Произведение прямого и обратного преобразований дает единичное преобразование, оставляющее все на месте.

Геометрическая деформация, представленная на рисунке 2(г) получена с помощью проективного преобразования. Характерной особенностью таких преобразований является то, что в общем случае они не сохраняют параллельности линий, сохраняя, однако при этом сохраняется коллинеарность точек лежащих на одной прямой. Проективное преобразование связано с отображением трехмерного изображения на двумерную плоскость.

С точки зрения иерархии рассмотренных моделей МГДИ нетрудно заметить, что модели, описывающие проективные преобразования, включает в себя в качестве подгруппы модели, описывающие аффинные преобразования, а те в свою очередь включают модели, описывающие евклидовы преобразования.

а б в г

Рисунок. 2. Примеры, иллюстрирующие различные модели МГДИ

Рассмотрим простой подход к описанию МГДИ [4]. Смещение каждого узла $\bar{j} = (j_x, j_y)^T$ сетки Ω_2 деформированного кадра относительно его положения на сетке Ω_1 опорного кадра (или, что то же самое, смещение элемента сцены в узле $\bar{j}$ относительно его положения на Ω_1) может быть задано вектором $\bar{h} = \begin{pmatrix} h_x \\ h_y \end{pmatrix}$. Система таких векторов образует векторное случайное поле $\mathbf{H} = \left\{ \bar{h}_{\bar{j}} : \bar{j} \in \Omega_1 \right\}$, заданное на сетке Ω_1. Если рассматривается последовательность кадров, то получим последовательность случайных полей $\mathbf{H}^{(k)} = \left\{ \bar{h}_{\bar{j}}^{(k)} : \bar{j} \in \Omega_k \right\}$, где k - номер кадра [4].

Другой подход к описанию МГДИ состоит в следующем. Каждое положение сетки может рассматриваться как система координат. Тогда МГДИ могут быть представлены как случайное преобразование одной системы координат в другую. $\bar{h}_{\bar{j}} = f(\bar{j}) = (f_x(\bar{j}), f_y(\bar{j}))^T$.

Во многих случаях, когда вид МГДИ известен и описывается, например, таким набором параметров как сдвиг, поворот, изменение положения приемника и другими, преобразование $\bar{h}_{\bar{j}} = f(\bar{j})$ может быть задано в параметрической форме: $\bar{h}_{\bar{j}} = f(\bar{j}, \bar{\alpha})$. Что существенно облегчает описание вида преобразования.

Различные методы, используемые для оценивания параметров МГДИ, можно отнести, как правило, к одной из четырех групп: сопоставление локальных участков изображений или изображений в целом, пространственно-временная фильтрация изображений, морфологический анализ изображений и анализ оптического потока изображений. Рассмотрим кратко, какой подход используется в каждой из этих групп.

В первом подходе используется сопоставление изображений или их отдельных локальных областей. Для применения таких методов необходимы существование и стабильность выбранных признаков (яркие и темные точки или их группы, контуры, углы, перекрестья и т.д.) которые могут быть весьма слабо выражены или отсутствовать. Среди методов, основанных на сопоставлении изображений, отметим метод разложения на множители, применяемый при восстановлении формы трехмерных объектов и характеристик движения камеры по последовательности кадров изображений [5]. Другой распространенной разновидностью методов, основанных на сопоставлении изображений, являются корреляционно-экстремальные, в которых делается предположение о высокой коррелированности характеристик изображений на последовательности кадров [6]. К недостаткам этих методов можно отнести большие вычислительные затраты в случае оценивания многокомпонентного вектора параметров деформации.

Следующий вид оценки деформаций достигается за счёт применения фильтрации изображений в пространственной и временной областях [7]. Для данного подход требуется информация о деформациях, содержащихся во всем изображении, поэтому применим, в основном, для оценки глобальных параметров деформаций, характерных для всего изображения. Для пространственно-временной фильтрации методы основаны на нахождении межкадровых сдвигов небольшого множества точек, при этом требуется существование и стабильность таких точек, а требования к вычислительным ресурсам высоки.

В подходе, базирующемся на морфологическом анализе изображений [8], используется понятие формы изображения как его максимального инварианта. Такой подход позволяет решать задачу оценивания деформаций, когда другие подходы оказываются неприменимыми, например, для случая произвольного функционального преобразования яркостей.

Подход, основанный на использовании оптического потока [9], рассматривает изменения яркости в узлах сетки отсчетов, то есть векторное поле скоростей движения точек яркостей сцены или их характеристик, например, контрастности, градиента, энтропии и т.д. Эти изменения обычно и называют оптическим потоком. Отметим, что в ряде работ такой подход называется также градиентным [10,11]. Для вычисления оптического потока применяются методы регуляризации и методы, основанные на ограничениях. Можно отметить два недостатка, для методов оценивания деформации, основанных на анализе оптического потока с ограничениями. Во-первых, методы направлены на оценивание сдвига каждой точки изображения и не позволяют непосредственно оценивать глобальные параметры деформации. Во-вторых, они требуют больших вычислительных затрат, что делает проблематичной их реализацию в системах реального времени.

Применительно к оцениванию деформации можно выделить три группы методов, использующих регуляризацию. Методы первой группы позволяют оценить сдвиг точек изображения только в контурах движущихся объектов [12]. При этом исследуемые точки изображений соответствуют узлам сетки отсчетов. Методы второй группы направлены на оценивание межкадровых сдвигов каждой точки изображения, соответствующей узлам сетки отсчетов [13]. Например, для движущегося объекта оценивается сдвиг каждой его точки, а не только контуров. К третьей группе можно отнести методы, оценивающие интегральные параметры пространственного сдвига, такие как поворот, межкадровый сдвиг всего изображении, изменение масштаба и т.д. Среди этой группы методов следует выделить методы, использующие рекуррентный псевдоградиентный [14, 15] подход к оцениванию параметров деформации.

Недостатком методов регуляризации первых двух групп является возможность возникновения нарушений непрерывности оцениваемых параметров деформации, особенно при наличии шумов. Это приводит к тому, что при восстановлении изображений по оцененным параметрам на границах объектов могут возникать разрывы. При этом величина этих дефектов зависит от числа итераций и использованных весовых коэффициентов. Кроме того, такие методы часто ведут к сглаживанию информации о форме объектов.

Перспективными для задачи оценивания параметров деформация являются псевдоградиентные методы, позволяющие достичь высокой точности оценивания параметров при относительно небольших вычислительных затратах. Кроме того, оценки параметров, формируемые с помощью псевдоградиентных методов, устойчивы при воздействии аддитивных и мультипликативных шумов.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Правительства Ульяновской области в рамках научного проекта № 18-41-730011.

Литература

1. Ташлинский, А.Г. Оптимизация рекуррентных алгоритмов оценивания параметров межкадровых геометрических деформаций изображений по скорости сходимости оценок параметров / А.Г. Ташлинский, Г.Л. Сафина // Информационные технологии и нанотехнологии (ИТНТ-2018): Сборник трудов IV международной конференции и молодежной школы 24-27 апреля. – Самара: Новая техника. – 2018. – С. 707-716.
2. Ташлинский, А.Г. Попиксельное оценивание межкадровых геометрических деформаций изображений при выделении области подвижного объекта / А.Г. Ташлинский, П.В. Смирнов // Автоматизация процессов управления. – 2015. – № 1 (39). – С. 41–49.
3. Воронов, С.В. Исследование целевых функций при оценивании межкадровых геометрических деформаций изображений / С.В. Воронов, А.Г. Ташлинский // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т. – 2013. – С. 130-134.
4. Васильев, К.К. Статистический анализ последовательностей изображений/ К.К. Васильев, В.Р. Крашенинников. – М.: Радиотехника, 2017. – 248 с.
5. Ташлинский, А.Г. Оценивание параметров пространственных деформаций последовательностей изображений / А. Г. Ташлинский. – Ульяновск : УлГТУ, 2000. – 132 с.
6. Цветков, О. В. Метод предварительного кодирования изображений в корреляционно-экстремальных системах / О.В. Цветков, Л. В. Тананыкина //Компьютерная оптика. – 2015. – № 5 (39). С. – 738-743.
7. Kaveev, I. N. Image fragment search and identification based on adaptive pseudogradient algorithms. / I.N. Kaveev, A.N. Repin, A.G. Tashlinskii // Pattern Recognition and Image Analysis. – 2009. – Vol. 19(4). – P. 612-615.
8. Khairul, A. A study of image processing using morphological opening and closing processes / A. Khairul, A. Jambek, N. Sulaiman // International Journal of Control Theory and Applications. – 2016. – Vol. 9. – P. 15-21.
9. Wang, M. Non-rigid medical image registration using optical flow and locally-refined multilevel free form deformation / M. Wang, H. Hu, B. Qin // IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record. – 2007. – Vol. 6. – P. 4552-4555.
10. Ubaru S. Fast methods for estimating the Numerical rank of large matrices. / S. Ubaru, Y. Saad // ICML. – 2016.
11. Yu, C. Mobile Camera based Motion Segmentation by Image Resizing / C. Yu, F.Dai //. JRNAL. – 2016. – Vol. 3. – P. 96-101.
12. Pardas, M. Motion estimation based tracking of active contours / M. Pardas, E. Sayrol //Pattern recognition letters. – 2001. – Vol. 13(22). – P. 1447-1456.
13. Ragothaman P. Efficient Algorithms For Correlation Pattern Recognition. – 2007.
14. Tashlinskii, A.G. Analysis of methods of estimating objective function gradient during recurrent measurements of image parameters. / A.G. Tashlinskii, P.V. Smirnov, S.S. Zhukov // Pattern Recognition and Image Analysis. – 2012. – Vol. 22(3). – P. 399-405.
15. Якшанкин, П.В. Предобработка изображений при псевдоградиентном оценивании межкадровых геометрических деформаций изображений / П.В. Якшанкин, А.Г. Ташлинский // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т. – 2014. – С. 200-203.

APPROACHES TO ESTIMATING PARAMETERS OF INTER-FRAME GEOMETRIC DEFORMATION OF IMAGES

grad.stud. Kovalenko R.O.

Ulyanovsk state technical university

In the article, the most applied models and the basic known approaches for estimating parameters of inter-frame geometrical deformations of images are considered. Examples of geometric deformations for Euclidean, affine and projective transformations are given. Methods for estimating geometric deformation of image sequences are conventionally divided into four main approaches: comparison of images or their local areas, morphological analysis of images, spatial and temporal filtering of images, optical flow analysis.

ПРИМЕНЕНИЕ СТОХАСТИЧЕСКОЙ АДАПТАЦИИ В БЛОЧНОМ МЕТОДЕ ПОСТРОЕНИЯ ПОЛЯ ДИСПАРАНТНОСТИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

асп. Коваленко Р.О.[1], инж. Смирнов П.В.[2], асп. Ибрагимов Р.М.[1]

[1]Ульяновский государственный технический университет
[2]ООО «Вентра»

Предложен вариант блочного метода построения поля диспарантности последовательности изображений с использованием процедуры стохастической безыдентификационной адаптации. В качестве целевой функции рассмотрены средний квадрат межкадровой разности и коэффициент межкадровой корреляции. Разработанный алгоритм обладает высокой помехоустойчивостью и позволяет избавиться от влияния глобальных межкадровых геометрических изменений. Также за счет регулирования размера блоков он дает возможность, как убрать малоразмерные движущиеся объекты, не представляющих интереса для решаемой задачи (дождь, снег, опадающая листва и пр.), так и наоборот выделить их.

Введение. Обнаружение области движущегося объекта является базовой операцией в системах машинного зрения, т.к. позволяет выделить интересующие области изображения и упростить последующий анализ. Несмотря на свою значимость, задача обнаружения движущегося объекта в условиях неопределенности до сих пор не получила окончательного решения. Её сложность обусловлена возможностью различных динамических изменений сцены (плавное, резкое, локальное изменение освещенности, перепады погоды, повторяющееся движение и др.). Усложняющими факторами могут быть похожие с фоном характеристики движущихся объектов. Поэтому актуальной остаётся разработка подходов к анализу движения сцены последовательности изображений, позволяющих в сложных условиях эффективно находить области изображения подвижных объектов.

Как и многие другие задачи обработки цифровых изображений, обнаружение и выделение области движущегося объекта может быть реализовано как в пространственной, так и в частотной областях. При обнаружении движения с использованием частотной области большинство методов основаны на вейвлет-преобразований [1] и дробных статистиках низкого порядка [2]. На результат выделения области движущегося объекта методами, реализуемыми в частотной области, несколько меньше влияет изменение освещенности фона, чем при методах пространственной области. Но проблема теней усиливается [3]. Методы в частотной области характеризуются высокой вычислительной сложностью, поэтому на практике применяются значительно реже методов пространственной области.

Известны различные подходы к выделению области подвижного объекта в пространственной области, основанные на нахождении межкадровой разности [4, 5], вычитании фона [4, 6], применении статистик [5, 7], блочном подходе [8], анализе оптического потока [9]. В настоящей работе применяется блочный подход.

Постановка задачи исследований. Большинство методов построения поля диспарантности $\mathbf{H}$ основано на межкадровой обработке изображений. При этом изображение движущегося объекта можно представить как некоторую область(и) исследуемого изображения, имеющую межкадровые геометрические изменения (МГИ). Тогда, разделив изображение на непересекающиеся области (блоки) и оценив параметры их межкадровых деформаций, можно получить поле $\mathbf{H}$. Затем по полученным оценкам, например пороговой обработкой, определяются блоки изображения, соответствующие движущемуся объекту. Это соответствует и общему принципу функционирования блочных методов обнаружения движения [10], которые основаны на поиске местоположения блоков текущего (деформированного) кадра на предыдущем (опорном) кадре. Для этого текущий кадр $\mathbf{Z}^t$ видеопоследовательности разбивается на множество неперекрывающихся блоков $B_{i,j}$, где i, j – координаты центров блоков. Размер блоков выбирается исходя из размеров объектов, движение которых требуется обнаружить. Решение сводится к поиску вектора движения $\bar{h}_{i,j}$ каждого блока $B_{i,j}$ на кадре $\mathbf{Z}^{t-1}$: $\bar{h}_{i,j} = \arg\left(\underset{v_{i,j} \in O}{\text{extremum}} \left(Q\left(i, j, v_{i,j}\right) \right) \right)$, где O – область поиска, $Q\left(i, j, v_{i,j}\right)$ – функция качества соответствия блоков текущего и предыдущего кадров, которую ниже будем называть целевой функцией. Присваивая сдвиг $\bar{h}_{i,j}$ узлам сетки отсчетов, входящим в блок $B_{i,j}$, получаем поле диспарантности $\mathbf{H} = \left\{ \bar{h}_{i,j} \right\}$ деформированного и опорного изображений. Благодаря тому, что такой подход обеспечивает при относительно невысокой вычислительной трудоёмкости [8, 10] достаточно высокую эффективность, он получил широкое распространение.

Однако блочные методы предполагают неподвижность фона, на котором обнаруживаются движущиеся объекты. На практике, например, вследствие движения камеры или конструкции, на которой она

установлена, смежные кадры могут иметь глобальные взаимные пространственные смещения. Тогда алгоритм, основанный на блочном методе, покажет наличие движения практически на всем кадре. Для преодоления этого недостатка можно задаться более сложной моделью определения местоположения блоков $B_{i,j}$, например, евклидовой или моделью подобия [11], которая включает параметры $\overline{\alpha}^{t,t-1} = (\overline{h},\ \varphi,\ \kappa)^T$: сдвига по базовым осям $\overline{h} = (h_x, h_y)^T$, угла поворота φ и масштаба κ. Для нахождения параметров $\overline{\alpha}^{t,t-1}$ в работе предлагается оценивать местоположение блоков $B_{i,j}$ на основе процедуры стохастической безыдентификационной адаптации [12]. Она устойчива к импульсным помехам и требуют небольших вычислительных затрат, практически не зависящих от размеров блоков, которые, как правило, существенно меньше размеров обнаруживаемого объекта.

Описание алгоритма. Предлагаемый стохастический блочный алгоритм предполагает рекуррентное нахождение для каждого блока $B_{i,j}$ опорного кадра вектора $\overline{\alpha}_{i,j}^{t,t-1}$ оценок параметров его положения на деформированном кадре в соответствии с процедурой [12]:

$$\hat{\overline{\alpha}}_{i,j(n)}^{t,t-1} = \hat{\overline{\alpha}}_{i,j(n-1)}^{t,t-1} - \mathbf{\Lambda}_n \overline{\beta}_n(\mathrm{J}(\hat{\overline{\alpha}}_{i,j(n-1)}^{t,t-1}, Z_n)),$$

где $\overline{\beta}$ – стохастический градиент целевой функции $\mathrm{J}(\cdot)$; $\mathbf{\Lambda}_n$ – положительно определенная диагональная матрица усиления, задающая шаг приращения оценок параметров; Z_n – локальная выборка отсчетов изображений, которая используется для нахождения $\overline{\beta}$ на n-й итерации, $n = \overline{0, N-1}$; N – число итераций. Заметим, что локальная выборка Z_n независимо формируется для каждой итерации оценивания.

Для реализации алгоритма исследованы две наиболее распространенные целевые функции: средний квадрат межкадровой разности (СКМР) и коэффициент межкадровой корреляции [13]. При использовании СКМР для стохастического градиента на n-й итерации получаем [14]:

$$\beta_{in} = \frac{1}{2\mu\Delta x}\sum_{l=1}^{\mu}\left(\Delta\tilde{z}_x^t\left(\tilde{z}_{xl+\Delta x,yl}^t + \tilde{z}_{xl-\Delta x,yl}^t - 2z_{il,jl}^{t-1}\right)\right)\frac{\partial x}{\partial\alpha_i} + \frac{1}{2\mu\Delta y}\sum_{l=1}^{\mu}\left(\Delta\tilde{z}_y^t\left(\tilde{z}_{xl,yl+\Delta y}^t + \tilde{z}_{xl,yl-\Delta y}^t - 2z_{il,jl}^{t-1}\right)\right)\frac{\partial y}{\partial\alpha_i},$$

где (x_l, y_l) – координаты на изображении $\mathbf{Z}^t$ отсчета $\tilde{z}_{xl,yl}^{t-1}$ с координатами (i_l, j_l) на изображения $\mathbf{Z}^{t-1}$; $\tilde{z}_{xl,yl}^t$ – яркость отсчета передискретизированного изображения $\mathbf{Z}^t$ с учетом оценок $\hat{\overline{\alpha}}_{i,j(n-1)}^{t,t-1}$, полученных на предыдущей итерации; $\Delta x, \Delta y$ – шаг нахождения производных $\partial\tilde{z}_{xl,yl}^t/\partial x$ и $\partial\tilde{z}_{xl,yl}^t/\partial y$ через конечные разности [13], μ – объем локальной выборки Z_n. Частные производные $\partial x/\partial\overline{\alpha}$ и $\partial y/\partial\overline{\alpha}$ находятся аналитически.

При использовании в качестве целевой функции коэффициента межкадровой корреляции выражение для нахождения стохастического градиента на n-й итерации приобретает вид:

$$\beta_{in} = \frac{1}{2\mu\hat{\sigma}_{t-1}}\left[\sum_{l=1}^{\mu}\left(\frac{z_{il,jl}^{t-1} - z_m^{t-1}}{\Delta x}\left(\frac{\tilde{z}_{xl+\Delta x,yl}^t}{\sigma_{+\Delta x}} - \frac{\tilde{z}_{xl-\Delta x,yl}^t}{\sigma_{-\Delta x}}\right)\right)\frac{\partial x}{\partial\alpha_i} + \sum_{l=1}^{\mu}\left(\frac{z_{il,jl}^{t-1} - z_m^{t-1}}{\Delta y}\left(\frac{\tilde{z}_{xl,yl+\Delta y}^t}{\sigma_{+\Delta y}} - \frac{\tilde{z}_{xl,yl-\Delta y}^t}{\sigma_{-\Delta y}}\right)\right)\frac{\partial y}{\partial\alpha_i}\right],$$

где $\sigma_{\pm\Delta x}^2 = (\mu-1)^{-1}\left(\sum_{l=1}^{\mu}\left(\tilde{z}_{xl\pm\Delta x,yl}^t\right)^2 - \mu\left(\tilde{z}_{\pm\Delta xm}^t\right)^2\right)$, $\hat{\sigma}_{t-1}^2 = (\mu-1)^{-1}\sum_{l=1}^{\mu}\left(z_{il,jl}^{t-1} - z_m^{t-1}\right)^2$; $\tilde{z}_{\pm\Delta xm}^t$ и $z_m^{t-1} = \mu^{-1}\sum_{l=1}^{\mu} z_{il,jl}^{t-1}$ – средние значения $\tilde{z}_{xl\pm\Delta x,yl}^t$ и $z_{il,jl}^{t-1}$.

Алгоритм на основе СКМР требует меньших вычислительных затрат и может работать уже при объеме локальной выборки $\mu = 1$, что позволяет реализовать его и при попиксельной обработке. Поэтому в предлагаемом подходе в качестве основной целевой функции целесообразен выбор СКМР.

Работу алгоритма упрощенно можно описать следующим образом. Если соседние кадры не имеют взаимных глобальных МГИ, оценки параметров блоков без движения будут оставаться близкими к нулю в отличие от блоков с движением, оценки параметров которых будут сходиться к некоторым ненулевым значениям [15] (для коэффициента масштаба к 1). Такая сходимость и будет являться критерием отнесения блока к движению. Если же соседние кадры имеют взаимные глобальные МГИ, то оценки параметров деформаций всех блоков будут отличаться от нуля. При этом блоки, соответствующие движущемуся объекту, будут образовывать компактные кластеры, а блоки, оценки параметров которых соответствуют

глобальным деформациям, расположены в среднем по всему кадру, что и используется в качестве критерия определения глобальных деформаций [16]. Параметры деформаций движущихся объектов определяются вычитанием глобальных [17] деформаций.

Некоторые экспериментальные результаты. В качестве примера на рисунке 1 приведено два смежных кадра видеопоследовательности $\mathbf{Z}^t$, которая была получена с помощью микроскопа при увеличении в 400 раз. На кадрах видеопоследовательности видны два одноклеточных организма Sonderia. Организм, полностью попадающий в кадр, находится в движении, которое при использовании модели подобия может быть описано параметрами: $\bar{h} = (3.6, -2.1)^T$, $\varphi = 3^\circ$, $\kappa = 1$, второй организм почти неподвижен. При этом кадры имеют глобальные МГИ с параметрами: $\bar{h} = (1, -2.2)^T$, $\varphi = -1^\circ$, $\kappa = 1.01$. При проведении исследований для усложнения к изображениям также был добавлен несмещенный аддитивный гауссовский шум при отношении сигнал/шум 14 дБ.

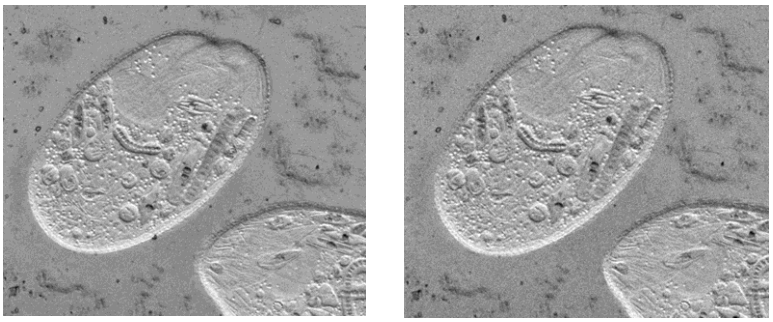


Рисунок 1. Пример смежных кадров видеопоследовательности

На рисунке 2 показаны сравнительные результаты работы алгоритмов межкадровой разности (рисунок 2а), вычитания фона (рисунок 2б) и предложенного стохастического блочного алгоритма (рисунок 2в). Для удобства сравнения на каждом изображении добавлен контур организма.

а *б* *в*

Рисунок 2. Результат обнаружения движения разными алгоритмами

Видно, что из-за глобальных геометрических изменений смежных кадров алгоритмы межкадровой разности и вычитания фона определяют второй организм как движущийся. Кроме того, обнаруживаемая этими алгоритмами область движущегося объекта содержит большое число пропусков, особенно в малоконтрастным местах, где малый градиент яркости изображения. Предложенный стохастический блочный алгоритм выделяет область движения практически без пропусков. Пропуски могут соответствовать только в блоках, в которых большинство пикселей относятся к фону и лишь некоторая их часть – к движущемуся объекту.

Заключение. Разработанный алгоритм, основанный на безыдентификационой стохастической адаптации, обладает высокой помехоустойчивостью и позволяет избавиться от влияния глобальных МГИ, а также убрать малоразмерные движущиеся объекты, не представляющие интереса для решаемой задачи. Для рассмотренного примера такими объектами были мелкие организмы и частицы, в других ситуациях - дождь, снег, опадающая листва и т.п. Если же по условиям решаемой задачи требуется выделение движения небольших по размеру объектов, то это позволяет сделать уменьшение размеров блоков, вплоть до одного пикселя [18].

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Правительства Ульяновской области в рамках научных проектов № 18-41-730011 и № 19-29-09048.

Литература

1. Antic, B. Efficient wavelet based detection of moving objects / B. Antic, V. Crnojevic, D. Culibrk //2009 16th International Conference on Digital Signal Processing. – 2009. – P. 1–6.
2. Bagci, M. Moving object detection using adaptive subband decomposition and fractional lower statistics in video sequences / M. Bagci, Y. Yardimci, A.E. Cetin // Signal Process. International Journal of Signal Processing. – 2002. . – Vol. 82(12). – P. 1942–1947. DOI: 10.1016/S0165-1684(02)00321-3
3. Töreyin, B.U. Moving Object Detection in Wavelet Compressed Video / B.U. Töreyin, A. Enis Çetin, A. Aksay, M.B. Akhan // Signal Processing: Image Communication. – 2005. – Vol. 20(3). – P. 255–264. DOI: 10.1016/j.image.2004.12.002
4. Elhabian, Sh.Y. Moving Object Detection in Spatial Domain using Background Removal Techniques / Sh.Y. Elhabian, Kh.M. El-Sayed, S.H. Ahmed // Recent Patents on Computer Science. – 2008. – Vol. 1(1). – P. 32–54.
5. Karasulu, B. Performance Evaluation Software: Moving Object Detection and Tracking in Videos / B. Karasulu, S. Korukoglu. – Berlin: Springer Science & Business Media, – 2013. – 76 p.
6. Wang, L. Extraction of Moving objects from their Background based on mulitple adaptive threshold and boundary evaluation / L. Wang, N.H.C. Yung // IEEE Trans. Intelligent transportation systems. – 2009. – Vol. 11(1). – P. 40–51. DOI: 10.1109/TITS.2009.2026674
7. Куцов, Р.В. Алгоритмы обнаружения движущегося объекта на изображении / Р.В. Куцов, А.П. Трифонов // Известия РАН. Теория и системы управления. – 2006. – № 3. – С. 129–138.
8. Гришин, С.В. Обзор блочных методов оценки движения в цифровых видеосигналах / С.В. Гришин, Д.С. Ватолин, А.С. Лукин, С.Ю. Путилин, К.Н. Стрельников // Программные системы и инструменты: Тематический сборник. – 2008. – Т. 9. – С. 50–62.
9. Золотых, Н.Ю. Обзор методов поиска и сопровождения транспортных средств на потоке видеоданных / Н.Ю. Золотых, В.Д. Кустикова, И.Б. Мееров // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. – 2012. – №5(2). – С.348–358.
10. Богуш, Р.П. Комбинирование блочных алгоритмов вычисления оптического потока для обнаружения и сопровождения движущихся объектов на видеопоследовательностях / Р.П. Богуш, В.Ю. Лысенко, Г.А. Самощенков // Вестник Полоцкого государственного университета. Фундаментальные науки. – 2011. – № 4 – С.2–7.
11. Понс, Д. Компьютерное зрение. Современный подход / Д. Понс, Ж. Форсайт. – М.: Вильямс, 2004. – 926 с.
12. Ташлинский, А.Г. Оценивание параметров пространственных деформаций последовательностей изображений / А.Г. Ташлинский. – Ульяновск: издательство УлГТУ, 2000. – 132 с.
13. Tashlinskii, A.G. Methods of finding gradient estimates of target function for measurement of images parameters / A.G. Tashlinskii, P.V. Smirnov, L.Sh. Biktimirov // Pattern recognition and image analysis. – 2011. – Vol. 21(2). – P. 339–342. DOI:10.1134/S1054661811021057
14. Tashlinskii, A.G. Analysis of methods of estimating objective function gradient during recurrent measurements of image parameters / A.G. Tashlinskii, P.V. Smirnov, S.S. Zhukov // Pattern recognition and image analysis. – 2012. – Vol. 22(3). – P. 399–405. DOI:10.1134/S1054661812020186
15. Смирнов, П.В. Критерии остановки процесса псевдоградиентной привязки изображений на основе анализа сходимости оценок параметров привязки / А.Г. Ташлинский, Л.Ш. Биктимиров, П.В. Смирнов // Наукоемкие технологии. – 2013. – Т. 14, № 5. – С. 22–25.
16. Tashlinskii, A.G. A way to predict parameters of image registration by estimating inter-frame deformation of local fragments / A.G. Tashlinskii, S.V. Voronov, P.V. Smirnov // Pattern recognition and image analysis. – 2014. – Vol. 24(1). – P. 179–184. DOI:10.1134/S1054661814010192
17. Ташлинский, А.Г. Псевдоградиентное оценивание пространственных деформаций последовательности изображений / А.Г. Ташлинский // Наукоемкие технологии. – 2002. – Т. 3. – С. 32–43.
18. Ташлинский, А.Г. Попиксельная оценка движения сцены по видеопоследовательности / А.Г. Ташлинский, П.В. Смирнов, М.Г. Царёв // Автоматизация процессов управления. – 2017. – № 4(50). – С. 67–74.

APPLICATION OF STOCHASTIC ADAPTATION IN THE BLOCK METHOD TO ESTIMATE A DEFORMATION FIELD FOR IMAGE SEQUENCE

grad. stud. Kovalenko R.O.[1], engin. Smirnov P.V.[2], grad. stud. Ibragimov R.M.[1]

[1]Ulyanovsk state technical university
[2]Ventra

In the article the variant of the block method for estimation the deformation field for image sequence using the non-identification stochastic adaptation procedure is offered. The mean square of the inter-frame difference and the inter-frame correlation coefficient were used as the target function. The developed algorithm has high noise immunity and allows you to get rid of the influence of global inter-frame geometric deformations. Also at the expense of regulation of the size of blocks, it gives the chance both to remove the small moving objects which are not interesting for a solved problem (rain, snow, fallen leaves, etc.) and to allocate them if necessary.

ОБНАРУЖЕНИЕ ЗАТЕНЕННЫХ ДОРОГ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ

доц. Курбатова Е.Е., студ. Павловская Ю.А.

Вятский государственный университет

В данной работе описан подход, который позволяет обнаружить дороги в области тени на изображениях. Основными этапами предложенного подхода являются: обнаружение теней, устранение теней, обнаружение дорог. В данном подходе обнаружение теней и дорог осуществляется на основе контурной сегментации в цветовом пространстве HSV. Обнаружение теней осуществляется на основе признака яркости, а обнаружение дорог по цвету. Для устранения теней используется метод гамма коррекции. Приведенные результаты исследований демонстрируют эффективность предложенного подхода.

Спутниковые снимки и аэрокосмические изображения содержат информацию, которая может использоваться во многих системах автоматического обнаружения. Одним из таких применений является получение по изображениям актуальной информации о дорожной сети.

Дороги на изображениях существенно отличаются по цвету от остальных объектов, поэтому распространенным методов при их обнаружении является сегментация по цвету. При этом серьезной проблемой является наличие теней на изображениях. Тень имеет более низкую яркость, чем остальная часть изображения, поэтому при сегментации затененная часть дороги будет выделена в отдельную область, что приводит к ошибкам при обнаружении дорог.

Данная проблема может быть решения путем введения предварительного этапа устранения теней на изображении.

Существуют разные подходы к устранению теней. Некоторые подходы являются глобальными, так как они применяются ко всему изображению и направлены на то, чтобы повысить яркость в области тени. Однако, так как обрабатывается все изображение, то яркость пикселей в освещенной области тоже меняется и это может негативно влиять на следующие этапы обработки. Локальные методы преобразуют яркость только в области тени, не изменяя значения пикселей в освещенной области. Однако, для этого нужно знать расположение тени на изображении. Потому такие методы всегда применяются в комбинации с методами обнаружения теней.

В данной работе предлагается подход, который позволяет обнаружить дороги, частично закрытые тенью от соседних объектов (зданий, деревьев и т.д.). Предлагаемый подход заключается в предварительном обнаружении и устранении теней, и последующем обнаружении дорог на основе контурной сегментации. Методы обнаружения теней и обнаружения дорог описаны в предыдущих работах [1,2]. В отличие от методов, приведенных в работах [1,2], где использовалась комбинация компонент из цветовых пространств LAB (компонента B использовалась для получения информации о цвете объектов) и HSV (компонента V

использовалась для получения информации о яркости объектов), в данном подходе используется только цветовое пространство HSV. Использование данного цветового пространства более удобно для сегментации, так как информация о цвете и яркости содержатся в отдельных компонентах H (hue) и V (brightness). Это позволило существенно сократить вычисления и упростить метод.

Описание предлагаемого подхода

Схема предлагаемого подхода показана на рисунке 1. Предлагаемый подход основан на применении метода контурной сегментации в цветовом пространстве HSV. Он заключается в обнаружении границ по компоненте H, вычислении для каждого найденного сегмента признака и сравнении найденного признака с порогом.

Для обнаружения границ применяется метод выделения контуров на основе двумерных цепей Маркова [3]. Данный метод применяется к полутоновым изображениям, поэтому предварительно компонента H приводится к диапазону от 0 до 255, то есть представляется в виде 8-разрядного полутонового изображения. Основные детальные области содержатся в старших разрядах, поэтому для обнаружения контуров выделяются две старшие битовые плоскости. Подробное описание метода обнаружения границ приводится в работе [3].

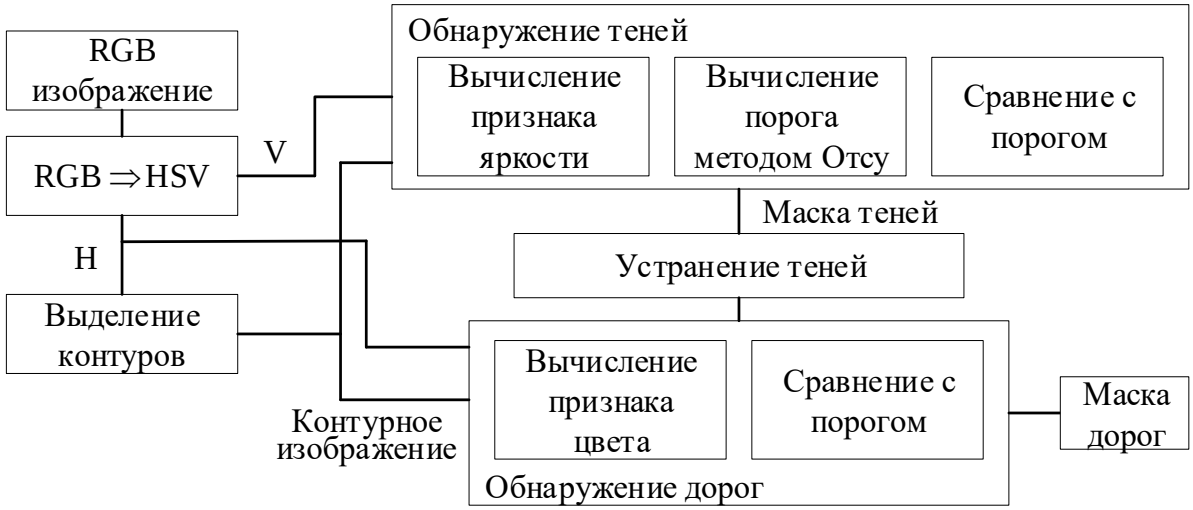


Рисунок 1. Схема предлагаемого подхода

В результате обнаружения границ изображение разбивается на однородные по цвету сегменты, ограниченные контурной линией. Для каждого сегмента вычисляется значение признака. Определение принадлежности сегмента заданному объекту осуществляется в результате сравнения значения признака сегмента с порогом, заданным для данного объекта.

Характерным признаком тени является низкая яркость по сравнению с освещенной областью, поэтому в качестве признака для обнаружения теней используется значение средней яркости сегмента. В цветовом пространстве HSV информация о яркости содержится в компоненте V. Значение признака вычисляется как среднее значение компоненты V, усредненное по всем пикселям сегмента (1).

$$v_{\text{ср}}^{s} = \sum_{i=0}^{N_s} V(i)/N_s \quad (1)$$

где s – номер сегмента, N_s – количество пикселей в сегменте s, V(i) – значение яркости для i-го пикселя в сегменте s.

Тенью являются сегменты, значение яркости которых меньше порога. Порог определяется с помощью метода Отсу [4]. В результате обнаружения теней формируется маска теней, на которой белым цветом выделены области тени, а черным – фон.

В качестве признака для обнаружения дорог используется цвет. Значение цвета дорог мало изменяется для разных изображений. Для каждого сегмента находится среднее значение цвета, как среднее значение H компоненты, усредненное по всем пикселям сегмента (2).

$$h_{\text{ср}}^{s} = \sum_{i=0}^{N_s} H(i)/N_s \quad (2)$$

где H(i) – значение цветового тона для i-го пикселя в сегменте s.

Найденное значение признака цвета сравнивается с порогом. Сегменты, которые удовлетворяют условию (3) являются дорогами.

$$h_{\text{ср}}^{s} > T \quad (3)$$

Значение порога T определено эмпирически и принято равным 100.

Вычисление признака цвета по H компоненте осуществляется после устранения теней на исходном изображении. Были исследованы 5 современных методов устранения теней: метод на основе цветового пространства YCbCr [5], метод на основе цветового пространства RGB [6], метод на основе цветовой постоянности [7], метод линейной коррекции [8], метод гамма-коррекции [8]. В результате применения метода устранения теней объекты в области тени должны принимать значения цвета, аналогичное цвету данных объектов в освещенной области. На рисунке 2 приведены результаты исследований данных методов на тестовых изображениях. В качестве тестовых использовались 60 изображений из базы SBU Shadow Detection Dataset [9]. На графике приведено среднее значение H компоненты освещенной части изображений, и средние значения H компоненты затененной части изображений после устранения теней каждым из методов. По графику видно, что значение, полученное с помощью метода гамма коррекции наиболее близко к значению освещенной части изображения. Следовательно, после применения данного метода области тени становятся наиболее близки по цвету к освещенным областям изображений, и данный метод наилучшим образом устраняет тень.

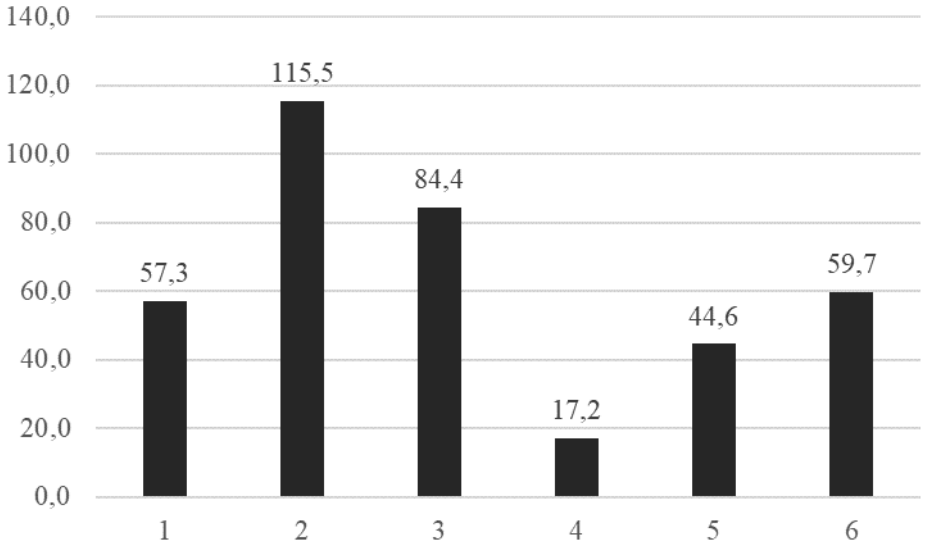
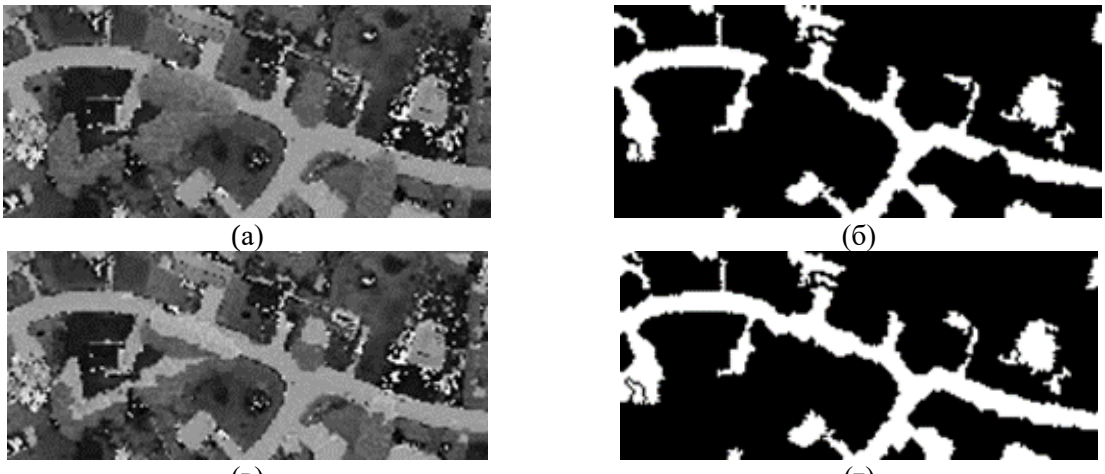


Рисунок 2. Среднее значение H компоненты: 1 – освещенной области исходного изображения, 2 – области тени после применения метода на основе цветового пространства YCbCr, 3 – области тени после применения метода на основе цветового пространства RGB, 4 – области тени после применения метода на основе цветовой постоянности, 5 – области тени после линейной коррекции, 6 – области тени после гамма коррекции.

На рисунке 3 приведены результаты обнаружения дорог для фрагмента тестового изображения. На рисунках 3а и 3в приведены H компоненты исходного изображения и изображения после устранения теней методом гамма коррекции. На рисунках 3б и 3г результат обнаружения дорог по исходному изображению и после устранения теней. На приведенных изображениях хорошо видно, что затененные участи дорог, которые пропускаются при сегментации исходного изображения, успешно обнаруживаются после применения метода устранения теней.



(а) (б)

(в) (г)

Рисунок 3. Пример обнаружения дорог: а) H компонента исходного изображения; б) результат обнаружения дорог по исходному изображению; в) H компонента изображения после устранения теней; г) результат обнаружения дорог после устранения теней

Таким образом, введение предварительного этапа устранения теней позволяет повысить качество обнаружения дорог за счет устранения ошибок сегментации в области теней. Проведенные исследования показали, что наилучшее устранение теней обеспечивает метод гамма коррекции.

Благодарности
Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 18-71-00070).

Литература

1. Kurbatova, E.E. Shadow detection on color images / E.E. Kurbatova, V.A. Lyalina // Journal of physics: conference series. – 2019. – doi: 10.1088/1742-6596/1368/3/032018.
2. Kurbatova, E.E. Detection of roads from images based on edge segmentation and morphological operations / E.E. Kurbatova, V.A. Lyalina // In Proceedings of the 8th Mediterranean Conference on Embedded Computing (Budva, Montenegro). – 2019. - doi:10.1109/MECO.2019.8760203.
3. Medvedeva, EV. Image segmentation based on two-dimensional Markov chains / E.V. Medvedeva, E.E. Kurbatova // Computer Vision in Control Systems-2. Innovations in practice. Springer International Publishing Switzerland, 2015. – P. 277-295.
4. Otsu, N. A threshold selection method from gray-level histograms / N. Otsu // IEEE Transactions on Systems man and cybernetics. - 1979. - Vol. 9(1). - P. 62-66.
5. Kaushik, D. Shadow Detection and Removal Based on YCbCr Color Space / D. Kaushik, H.S Ashraful // Smart Computing Review. – 2014. – Vol.4(1) - P. 23 – 33.
6. Jyothirmai, M. S. V. Enhancing Shadow Area Using RGB Color Space / M. S. V. Jyothirmai, Dr. K. Srinivas, Dr. V. Srinivasa Rao// Journal of Computer Engineering. – 2012. – Vol. 2. - P. 24 – 28.
7. Ye, Q Removing Shadows From High-Resolution Urban Aerial Images Based On Color Constancy / Q. Ye , H. Xie, Q. Xu // International Archives of the Photogrammetry. – 2012. –P. 525 – 530.
8. Sarabandi, P. Shadow detection and radiometric restoration in satellite high resolution images / P. Sarabandi, F. Yamazaki, M. Matsuoka, A. Kiremidjian // International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS). - 2004. - Vol. 6. - P. 3744-3747.
9. Vicente, T.F.Y. Noisy label recovery for shadow detection in unfamiliar domains / T.F.Y. Vicente, M. Hoai, D. Samaras // IEEE Conference on computer vision and pattern recognition. -2016. - P. 3783-3792.

SHADED ROADS DETECTION ON IMAGES

Kurbatova E.E., Pavlovskaya Y.A.

Vyatka State University

The approach for road detection in shadow areas of images is proposed in this work. The main stages of the approach are shadow detection, shadow removal, road detection. Shadow detection and road detection are based on contour segmentation in HSV color space in this approach. Feature of brightness is used for shadow detection and

the color feature is for road detection. The gamma correction method is used for shadow removal. Experimental results demonstrate the effectiveness of the proposed approach.

◆

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТРЕХ ДЕКОДИРОВЩИКОВ В НЕЙРОННОЙ СЕТИ U-NET ДЛЯ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ЗДАНИЙ И СООРУЖЕНИЙ НА СПУТНИКОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

студ. Ларионов Р.В., асп. Павлов В.А., к.т.н. Хрящев В.В.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Представлены результаты применения методов глубокого обучения в задаче сегментации зданий и сооружений на спутниковых четырехканальных изображениях. Сверточная нейронная сеть на основе архитектуры U-Net имеет два кодировщика для обработки RGB- и ближнего инфракрасного каналов, а также три декодировщика для детектирования «малых», «средних» и «больших» объектов. Обучение и тестирование алгоритмов осуществлялось на суперкомпьютере NVIDIA DGX-1 с использованием собранной базы изображений Planet. Предобучение проводилось на базе изображений Spacenet. Качество работы алгоритмов оценивалось с использование индекса Жаккарда и метрики F1. Полученные значения индекса Жаккарда и метрики F1, равные 0,63 и 0,46 соответственно, показывают, что предложенный алгоритм может быть успешно использован для сегментации спутниковых изображений.

В настоящее время данные дистанционного зондирования Земли широко используется в различных сферах человеческой деятельности: от мониторинга сельскохозяйственных объектов до строительства и военных задач. Рынок обработки спутниковых изображений растет с каждым годом. В [1] показана эффективность использования методов глубокого обучения в данной области, а именно сверточных нейронных сетей (СНС). СНС могут обнаруживать и классифицировать объекты практически в режиме реального времени. Математическая структура СНС параллельна, и для их обучения идеально подходят графические процессоры, позволяющие уменьшить скорость обучения нейронных сетей до нескольких часов [2].

В работе представлен алгоритм сегментации зданий и сооружений на спутниковых четырехканальных изображениях. В качестве архитектуры нейронной сети выбрана U-Net [3]. U-Net показывает высокие результаты при наличии небольшого количества обучающего материала. Для повышения качества обработки четырехканальных изображений, в нейронную сеть добавлен второй кодировщик для ближнего инфракрасного канала (NIR) [4].

Для проведения экспериментов была собрана база из 35 спутниковых изображений Planet 18 регионов РФ. Все изображения являются четырехканальными (RGB + NIR) с пространственным разрешением 0,7 м/пиксель. Для обучения нейронной сети из всех больших изображений сформированы патчи размером 256×256 пикселей с шагом 128 [4]. Полученный таким образом набор патчей случайным образом перемешан и поделен на обучающую и тестовую выборки в отношении 80:20, из обучающего набора 10% патчей выбраны в валидационный набор для контроля процесса обучения. Таким образом, получилось 1457 патча в обучающей выборке и 393 в тестовой. Примеры патчей и соответствующие бинарные маски показаны на рисунке 1.

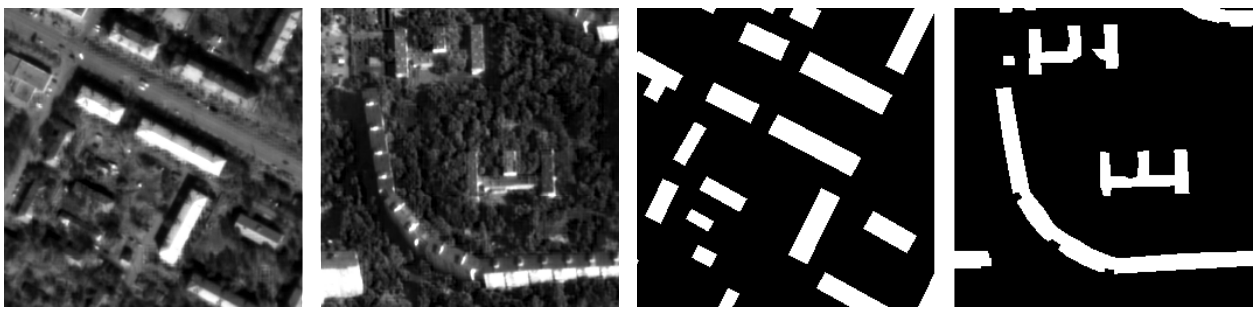


Рисунок 1 – Примеры патчей из обучающего набора изображений и соответствующие бинарные маски, размеченные экспертами

Для увеличения общего количества обучающих изображений и повышения их разнообразия проведена аугментация, состоящая из зеркальных отражений относительно горизонтальной оси с последующими поворотами на углы -90°, 90° и 180° [5]. Полученного набора изображений оказалось недостаточно для

обучения нейронной сети с нуля. Набор Planet использовался для тюнинга сети, предобученной на общедоступном обширном наборе спутниковых изображений Spacenet [6].

Поскольку размеры зданий и сооружений на изображениях варьируются в очень широком диапазоне для их более точной сегментации был применен следующий подход. Все объекты на изображениях с помощью метода k-средних были разделены на три кластера: «малые», «средние» и «большие». Далее в архитектуру сети был добавлен свой декодер для каждого кластера [7]. Получившаяся архитектура показана на рисунке 2.

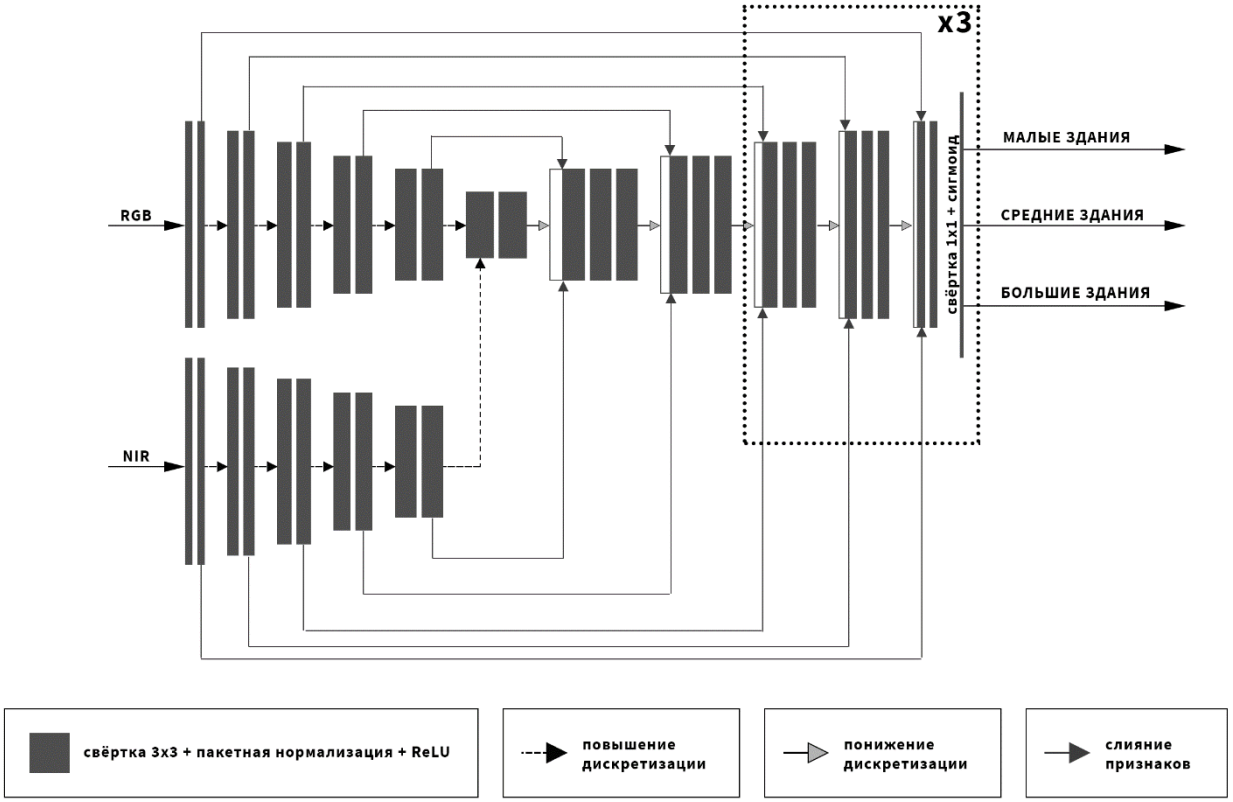


Рисунок 2 – Архитектура нейронной сети U-Net с двумя кодировщиками и тремя декодировщиками

Модель состоит из общей части извлечения признаков F и трех специализированных декодеров C_s, C_m и C_l. Функция потерь представляет собой сумму функций для каждой ветви [29, 30]:

$$\mathcal{L} = \mathcal{L}_{\text{мал}} + \mathcal{L}_{\text{ср}} + \mathcal{L}_{\text{бол}} \quad (1)$$

Для каждого входа x ∈ X выход декодера может быть записан как:

$$\mathrm{p_k} = \mathrm{C_k}\big(\mathrm{F(x)}\big),\ \mathrm{k} = \{\mathrm{s,m,l}\} \quad (2)$$

Для обучения сети использовались многоклассовые метки $y_i = \{c_n,\ c_s,\ c_m,\ c_l\}$, которые соответствовали классам «отсутствие объекта», «малые объекты», «средние объекты» и «большие объекты». Данная многоклассовая разметка была получена из исходных бинарных масок. Используя метки, функция потерь для «малых» зданий может быть записана как:

$$\mathcal{L}_{\text{мал}} = \sum_{\mathrm{i}} \mathrm{I(y_i = c_s)log\ p_i^s} + \mathrm{I(y_i = c_n)log(1 - p_i^s)} \quad (3)$$

Здесь I(·) – это индикаторная функция, которая возвращает 1, если аргумент имеет значение «истина», и 0 в противном случае. Заметим, что в функции потерь только пиксели, относящиеся к классам «малые объекты» и «отсутствие объекта» влияют на ее значение. Так сделано потому, что пиксели, принадлежащие объектам других классов, производят нежелательные ошибочные сигналы, что приводит к общему ухудшению качества работы алгоритма сегментации. Функции потерь для двух других классов определяются аналогично.

В блоке постобработки карты выходных вероятностей для каждой ветви объединяются. Это происходит следующим образом. Сначала выходы бинаризуются с использованием заданного порога. Затем из каждой

бинарной маски объекты, не принадлежащие соответствующему классу, удаляются. Отфильтрованные бинарные маски объединяются путем поэлементного логического суммирования, то есть, если хоть на одной полученной маске пиксель принадлежит к какому-либо классу, то данный пиксель будет отнесен к классу «здания» на итоговой маске. Наконец слишком маленькие объекты удаляются как ложные предсказания.

Пороги бинаризации для каждой ветви подбираются экспериментально на валидационном наборе изображений. Порог выбирается из диапазона [0,4; 0,6] путем оценки значения метрики recall. Нижняя граница диапазона фильтрации задается как половина нижней границы для соответствующего класса, а верхняя граница – как удвоенное значение для данного класса.

Для качественной оценки работы алгоритмов использованы общепринятые в задачах сегментации метрики: индекс Жаккарда (IoU – Intersection over Union) и F1 score.

Индекс Жаккарда определяет степень сходства сравниваемых объектов и вычисляется по формуле:

$$J = \frac{|A \cap B|}{|A \cup B|} = \frac{|A \cap B|}{|A| + |B| + |A \cap B|}, \quad (4)$$

где A и B – классы экспертной разметки и предсказаний соответственно.

Метрика F1 показывает, насколько хорошо находятся отдельные объекты. Она учитывает, как качество определения границ объекта, так и качество разделения отдельных объектов. F1 вычисляется по формуле:

$$F1 = 2\frac{precision * recall}{precision + recall}, \quad (5)$$

$$recall = \frac{TP}{TP + FN}, \quad (6)$$

$$precision\ \frac{TP}{TP + FP}, \quad (7)$$

Объект считается правильно детектированным (TP), если его пересечение с объектом на эталонной маске превосходит значение 0,5 по метрике IoU, в противном случае объект считается ложно детектированным (FP).

Обучение нейронных сетей осуществлялось на суперкомпьютере NVIDIA DGX-1 на протяжении 100 эпох. Нейронные сети реализована с использованием фреймворка Keras. Батчи для обучения сформированы из 16 патчей размером 256×256 пикселей. В качестве оптимизатора использован алгоритм Adam. Графики изменения функции потерь на обучающем и валидационном наборе представлены на рисунке 3.

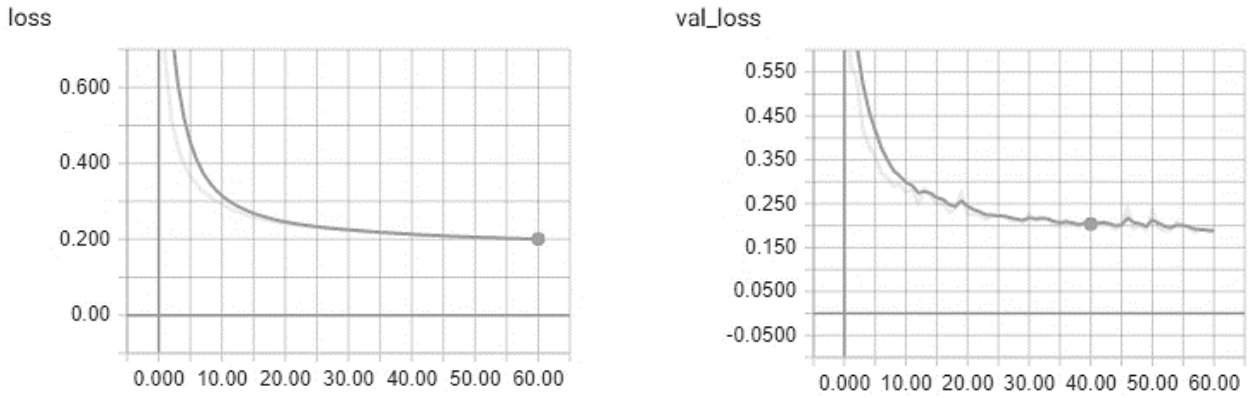


Рисунок 3 – Графики изменения функции потерь на обучающем и валидационном наборе для архитектуры нейронной сети с тремя декодировщиками

В таблице 1 представлены значения метрик IoU и F1 в каждом регионе для U-Net с двумя кодировщиками (Unet_2en) и U-Net с двумя кодировщиками и тремя декодировщиками (Unet_2en_3dec). Регионы разбиты по степени застройки и в таблице использованы следующие сокращения: ГЗ – городская застройка, СЗ – сельская застройка, МГ – малый город. Графически результат сегментации представлен на рисунке 4.

Таблица 1

Результаты работы нейронных сетей U-Net с двумя кодировщиками и U-Net с двумя кодировщиками и тремя декодировщиками

Регион	**Тип застройки**	**Unet_2en**		Unet_2en_3dec	
		IoU	F1	IoU	F1
Сеть, предобученная на SpaceNet					
Khartoum	–	0,726	0,471	0,699	0,507
Paris	–	0,733	0,637	0,699	0,648
Shanghai	–	0,718	0,532	0,697	0,573
Vegas	–	0,837	0,810	0,823	0,817
Средние значения	**–**	**0,753**	**0,613**	**0,729**	**0,636**
Сеть после тюнинга на изображениях Planet					
Region01	ГЗ	0,618	0,487	0,532	0,430
Region02	ГЗ	0,803	0,629	0,749	0,599
Region03	СЗ	0,457	0,380	0,426	0,369
Region04	ГЗ	0,724	0,599	0,685	0,558
Region06	МГ	0,470	0,439	0,494	0,507
Region07	МГ	0,568	0,475	0,541	0,440
Region08	СЗ	0,551	0,601	0,593	0,661
Region09	СЗ	0,738	0,289	0,705	0,289
Region10	СЗ	0,992	0,000	0,992	0,000
Region11	СЗ	0,480	0,348	0,453	0,304
Region12	МГ	0,577	0,340	0,597	0,377
Region13	ГЗ	0,786	0,517	0,721	0,467
Region14	ГЗ	0,828	0,778	0,806	0,720
Region15	ГЗ	0,668	0,570	0,652	0,544
Region16	ГЗ	0,638	0,57	0,603	0,554
Region17	СЗ	0,576	0,487	0,523	0,407
Region18	ГЗ	0,654	0,52	0,604	0,520
Средние значения	**–**	**0,655**	**0,434**	**0,628**	**0,456**

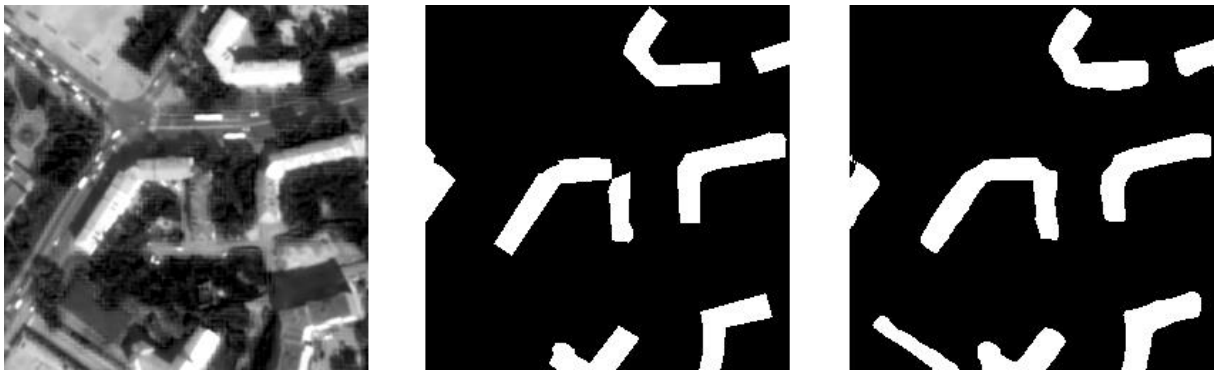


Рисунок 4 – Результат работы алгоритма: исходный патч, эталонная маска, результат сегментации

Среднее значение метрики IoU для предложенной модификации уменьшилось с 0,66 до 0,63, но значение F1 возросло с 0,43 до 0,46. Это означает, что повысилась детектирующая способность алгоритма и нейронная сеть научилась лучше разделять объекты друг от друга.

Таким образом, в работе предложена и протестирована модификация нейронной сети U-Net с тремя декодировщиками для улучшения сегментации зданий и сооружений на спутниковых четырехканальных изображениях при условии большой вариации размеров объектов. Итоговые значения IoU и F1 достигли 0,628 и 0,456 соответственно. Предложенный алгоритм сегментации может применяться при решении задач по оценке уровня урбанизации различных регионов и отслеживанию строительства крупных объектов.

Литература

1. Zhu X. X. Deep Learning in Remote Sensing: A Comprehensive Review and List of Resources // IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine, 2017, vol. 5, no. 4, pp. 8-36. doi: 10.1109/MGRS.2017.2762307
2. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. Глубокое обучение // ДМК-Пресс, 2018, 652 с.

3. Ronneberger O., Fischer P., Brox T. U-Net: Convolutional Networks for Biomedical Image Segmentation // Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention – MICCAI 2015. Lecture Notes in Computer Science. Springer. 2015. Vol 9351. Pp. 234–241. doi: 10.1007/978-3-319-24574-4_28
4. Khryashchev V., Larionov R., Ostrovskaya A., Semenov A. Modification of U-Net neural network in the task of multichannel satellite images segmentation // 2019 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS), Batumi, Georgia, 2019, pp. 1-4. doi: 10.1109/EWDTS.2019.8884452
5. Ivanovsky L., Khryashchev V., Pavlov V., Ostrovskaya A. Building Detection on Aerial Images Using U-NET Neural Networks // 2019 24th Conference of Open Innovations Association (FRUCT), Moscow, Russia, 2019, pp. 116-122. doi: 10.23919/FRUCT.2019.8711930
6. SpaceNet on AWS. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://spacenetchallenge.github.io
7. Zagoruyko S., Lerer A., Lin T., Pinheiro P. A multipath network for object detection. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://arxiv.org/pdf/1604.02135.pdf

BUILDINGS SEGMENTATION ON SATELLITE IMAGES USING U-NET NEURAL NETWORK WITH THREE DECODERS

R. Larionov, V. Khryashchev, V. Pavlov

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The results of buildings segmentation on the four-channel aerial images using deep learning methods are presented. Convolutional neural network based on the U-Net architecture has two encoders for RGB and near infrared channels and three decoders for detecting "small", "medium" and "large" objects. Algorithms were trained and tested on the NVIDIA DGX-1 supercomputer using the Planet image dataset. Pre-training was based on Spacenet images. The quality of the algorithms was evaluated using IoU and F1 metrics. Values of the IoU and F1 are equal to 0.63 and 0.46 respectively for developed algorithm. The results show that the proposed algorithm can be successfully used for satellite images segmentation.

РЕКОНФИГУРАЦИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ БИОРТОГОНАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ ДИСКРЕТНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

к.т.н., доц. Велигоша А.В., асп. Малышко Н.Н.,
студ. Великанов С.Р., студ. Трухин В.А.

Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого в г. Серпухове

В докладе показан алгоритм, позволяющий выполнить реконфигурацию коэффициентов биортогональных фильтров для выполнения дискретного вейвлет-преобразования сигналов матричным способом. Необходимость реконфигурации вызвана особенностями представления коэффициентов биортогональных фильтров полученных в среде MathLab, которые требуют значительных вычислительных затрат для определения матричного способа при выполнении дискретного вейвлет преобразования сигналов. Реализация алгоритма реконфигурации коэффициентов биортогональных фильтров выполнена на языке программирования C++.

В настоящее время при решении задач цифровой обработки сигналов (ЦОС), связанных с обработкой и сжатием сигналов, все чаще стали применяться дискретные вейвлет-преобразования (ДВП) [1]. В работе [2] рассмотрено выполнение целочисленного ДВП Добеши-4 в поле Галуа согласно матрицы, представленной на рисунке 1.

$$DB_4 = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_4 & -c_3 & c_2 & -c_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_4 & -c_3 & c_2 & -c_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_4 & -c_3 & c_2 & -c_1 \\ c_3 & c_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_1 & c_2 \\ c_2 & -c_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_4 & -c_3 \end{bmatrix}$$

Рисунок 1. Матрица коэффициентов фильтров для выполнения прямого ДВП с применением фильтра Добеши-4

Обратное ДВП было выполнено с применением транспонированной матрицы, представленной на рисунке 2.

$$DB_4^{-1} = \begin{bmatrix} c_1 & c_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_3 & c_2 \\ c_2 & -c_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_4 & -c_1 \\ c_3 & c_2 & c_1 & c_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_4 & -c_1 & c_2 & -c_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_3 & c_2 & c_1 & c_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_4 & -c_1 & c_2 & -c_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_3 & c_2 & c_1 & c_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_4 & -c_1 & c_2 & -c_3 \end{bmatrix}$$

Рисунок 2. Матрица коэффициентов фильтров для выполнения обратного ДВП с применением фильтра Добеши-4

Рассмотренное матричное представление коэффициентов Добеши-4 справедливо в данном случае для одномерного входного сигнала, длиной, равной восьми отсчётам. Способ выполнения ДВП с использованием матриц, приведенных на рисунках 1 и 2, был реализован программно для выполнения ДВП изображений.

При моделировании выполнения прямого и обратного ДВП изображений качество выполнения преобразования оценивалось по величине пикового отношения сигнал-шум (ПОСШ), причем, высокое качество выполнения ДВП изображения принималось при значении ПОСШ≥40 дБ [3]. При выполнении ДВП изображений были использованы коэффициенты фильтров, полученные в пакете MathLab (таблица 1).

Таблица 1

Коэффициенты фильтров для выполнения ДВП изображений по версии MathLab

НЧ декомп.	ВЧ декомп.	НЧ реконстр.	ВЧ реконстр.
Добеши 4			
-0,129409522550921	-0,48296291314469	-0,129409522550921	-0,48296291314469
0,224143868041857	0,836516303737469	0,224143868041857	0,836516303737469
0,836516303737469	-0,224143868041857	0,836516303737469	-0,224143868041857
0,482962913144690	-0,129409522550921	0,482962913144690	-0,129409522550921
Добеши 8			
-0,0105974017849973	-0,230377813308855	-0,0105974017849973	-0,230377813308855
0,0328830116669829	0,714846570552542	0,0328830116669829	0,714846570552542
0,0308413818359870	-0,630880767929590	0,0308413818359870	-0,630880767929590
-0,187034811718881	-0,0279837694169839	-0,187034811718881	-0,0279837694169839
-0,0279837694169839	0,187034811718881	-0,0279837694169839	0,187034811718881
0,630880767929590	0,0308413818359870	0,630880767929590	0,0308413818359870
0,714846570552542	-0,0328830116669829	0,714846570552542	-0,0328830116669829
0,230377813308855	-0,0105974017849973	0,230377813308855	-0,0105974017849973
Биортогональный bior 2.2			
0	0	0	0
-0,176776695296637	0,353553390593274	0,353553390593274	0,176776695296637
0,353553390593274	-0,707106781186548	0,707106781186548	0,353553390593274
1,06066017177982	0,353553390593274	0,353553390593274	-1,06066017177982
0,353553390593274	0	0	0,353553390593274
-0,176776695296637	0	0	0,176776695296637
Биортогональный bior 5.5			
0	-0,0134567094591187	0,0134567094591187	0
0	-0,00269496688011151	-0,00269496688011151	0
0,0396870883474054	0,136706584664329	-0,136706584664329	0,0396870883474054
0,00794810863724032	-0,0935046974009389	-0,0935046974009389	-0,00794810863724032
-0,0544637884682369	-0,476803265798484	0,476803265798484	-0,0544637884682369
0,345605281956033	0,899506109748648	0,899506109748648	-0,345605281956033
0,736660181428211	-0,476803265798484	0,476803265798484	0,736660181428211
0,345605281956033	-0,0935046974009389	-0,0935046974009389	-0,345605281956033
-0,0544637884682369	0,136706584664329	-0,136706584664329	-0,0544637884682369
0,00794810863724032	-0,00269496688011151	-0,00269496688011151	-0,00794810863724032
0,0396870883474054	-0,0134567094591187	0,0134567094591187	0,0396870883474054
0	0	0	0

При применении коэффициентов, приведенных в таблице 1, были получены следующие значения качества выполнения ДВП изображений, приведенные в таблице 2.

Таблица 2

Качество выполнения ДВП изображений

Фильтр	ПОСШ	ПОСШ с округлением
Добеши 4	51,00086	без искажений
Добеши 8	49,1225350870002	53,9131432988054
Биорт. 2.2	22,311580872739	22,2014009768315
Биорт. 5.5	21,8359574092085	21,7088608274302

Преобразование было выполнено с использованием цветовой модели YCbCr, при этом оценка ПОСШ была определена с применением процедуры арифметического округления результатов и без таковой после восстановления изображения. Низкие значения качества выполнения ДВП изображений, полученные для биортогональных фильтров bior 2.2 и bior 5.5 свидетельствуют о том, что требуется выполнение корректировки коэффициентов биортогональных фильтров, для выполнения ДВП с помощью матриц приведенных на рисунках 1 и 2.

В [4] рассмотрен частный случай представления матриц для применения пары биортогональных фильтров 9 и 7, который позволяет сделать вывод о необходимости реконфигурации состава коэффициентов фильтров в целях обеспечения высокого качества преобразования.

Для решения задачи реконфигурации фильтров был разработан и реализован программно алгоритм, представленный на рисунке 3.

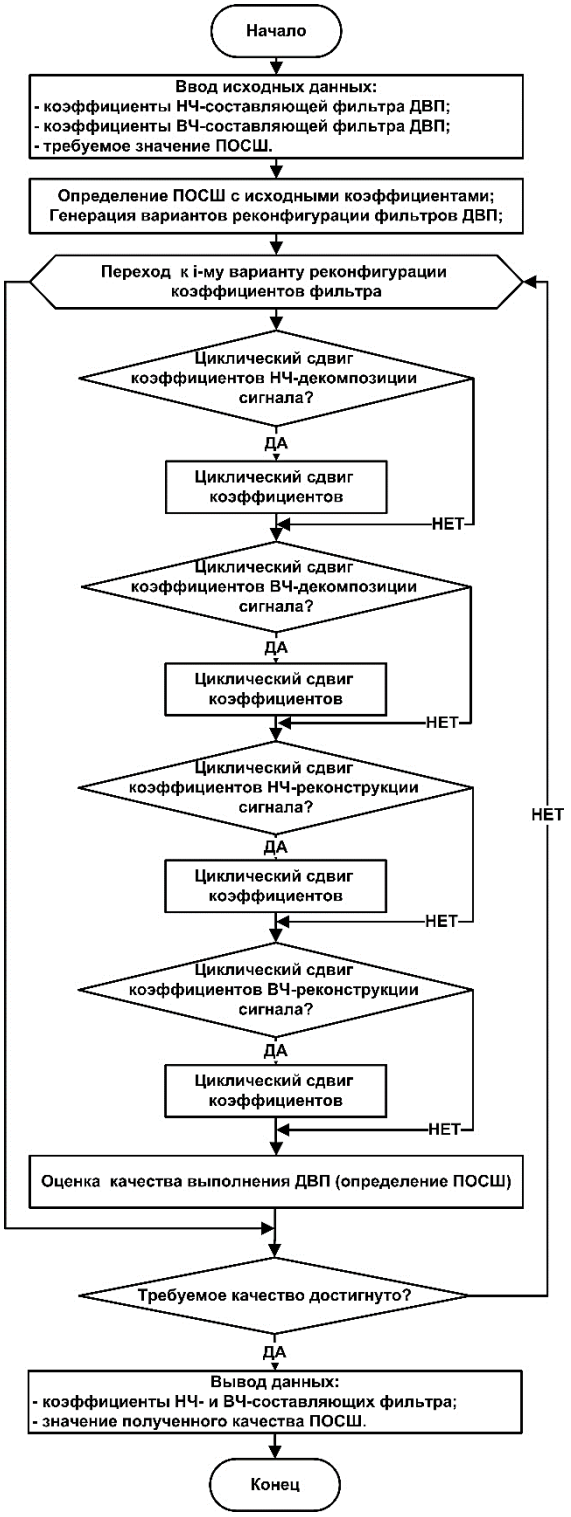


Рисунок 3. Алгоритм реконфигурации биортогональных фильтров ДВП

Под реконфигурацией коэффициентов в данном контексте понимается выполнение циклического сдвига коэффициентов фильтров ДВП. Результаты реконфигурации коэффициентов фильтров ДВП приведены в таблице 3.

Таблица 3

Коэффициенты биортогональных фильтров ДВП по версии среды MathLab и после реконфигурации предлагаемым алгоритмом

НЧ декомпозиции	ВЧ декомпозиции	НЧ реконструкции	ВЧ реконструкции
bior 2.2			
0	0	0	0
-0,176776695296637	0,353553390593274	0,353553390593274	0,176776695296637
0,353553390593274	-0,707106781186548	0,707106781186548	0,353553390593274
1,06066017177982	0,353553390593274	0,353553390593274	-1,06066017177982
0,353553390593274	0	0	0,353553390593274
-0,176776695296637	0	0	0,176776695296637
bior 2.2 после реконфигурации			
-0,176776695296637	0	0	0
0,353553390593274	0	0,353553390593274	0,176776695296637
1,06066017177982	0,353553390593274	0,707106781186548	0,353553390593274
0,353553390593274	-0,707106781186548	0,353553390593274	-1,06066017177982
-0,176776695296637	0,353553390593274	0	0,353553390593274
0	0	0	0,176776695296637
bior 5.5			
0	-0,0134567094591187	0,0134567094591187	0
0	-0,00269496688011151	-0,00269496688011151	0
0,0396870883474054	0,136706584664329	-0,136706584664329	0,0396870883474054
0,00794810863724032	-0,0935046974009389	-0,0935046974009389	-0,00794810863724032
-0,0544637884682369	-0,476803265798484	0,476803265798484	-0,0544637884682369
0,345605281956033	0,899506109748648	0,899506109748648	-0,345605281956033
0,736660181428211	-0,476803265798484	0,476803265798484	0,736660181428211
0,345605281956033	-0,0935046974009389	-0,0935046974009389	-0,345605281956033
-0,0544637884682369	0,136706584664329	-0,136706584664329	-0,0544637884682369
0,00794810863724032	-0,00269496688011151	-0,00269496688011151	-0,00794810863724032
0,0396870883474054	-0,0134567094591187	0,0134567094591187	0,0396870883474054
0	0	0	0
bior 5.5. после реконфигурации			
0	0	0,0134567094591187	0
0,0396870883474054	-0,0134567094591187	-0,00269496688011151	0
0,00794810863724032	-0,00269496688011151	-0,136706584664329	0,0396870883474054
-0,0544637884682369	0,136706584664329	-0,0935046974009389	-0,00794810863724032
0,345605281956033	-0,0935046974009389	0,476803265798484	-0,0544637884682369
0,736660181428211	-0,476803265798484	0,899506109748648	-0,345605281956033
0,345605281956033	0,899506109748648	0,476803265798484	0,736660181428211
-0,0544637884682369	-0,476803265798484	-0,0935046974009389	-0,345605281956033
0,00794810863724032	-0,0935046974009389	-0,136706584664329	-0,0544637884682369
0,0396870883474054	0,136706584664329	-0,00269496688011151	-0,00794810863724032
0	-0,00269496688011151	0,0134567094591187	0,0396870883474054
0	-0,0134567094591187	0	0

Результаты применения фильтров, полученных с применением разработанного алгоритма реконфигурации коэффициентов, приведены в таблице 4.

Таблица 4

Качество выполнения прямого и обратного ДВП изображений, при использовании реконфигурированных биортогональных фильтров

Фильтр	ПОСШ	ПОСШ с округлением
Биорт. 2.2	50,5552042793538	59,4889317955187
Биорт. 5.5	48,8440717605552	52,6107063744381

Результаты, приведенные в таблице 4, позволяют сделать вывод о том, что разработанный алгоритм позволяет выполнять реконфигурацию коэффициентов биортогональных фильтров для применения матричным способом без выполнения корректировки и изменения матриц, с обеспечением высоких значений ПОСШ (более 40 дБ) при выполнении ДВП изображений. Полученные результаты позволяют рассматривать потенциальные возможности по разработке вычислительных устройств, ядром которых является ДВП, с

учетом однотипности алгоритмов выполнения арифметических операций с возможностями использования различных наборов коэффициентов фильтров без изменения структуры вычислений.

Литература

1. Гиш Т.А. Выполнение дискретного вейвлет-преобразования Добеши в модулярном коде. Современные наукоемкие технологии. – 2018. - № 2, - № 2. 27- 31.
2. Гиш Т.А. Разработка математических и структурных моделей целочисленных дискретных вейвлет-преобразований для повышения скорости передачи информации в системах OFDM [Текст]// г. Ставрополь.: ФГАОУ ВО СКФУ. - 2019. - 178 с.
3. Червяков Н. И. Анализ шума квантования фильтров многоуровневого дискретного вейвлет-преобразования изображений. [Электронный ресурс] / Ляхов П. А., Нагорнов Н. Н. Журнал Автометрия. 2018. Т. 54, № 6. 96-106 Режим доступа: https://www.iae.nsk.su/images/stories/5_Autometria/5_Archives/2018/5/6/11-chervyakov.pdf- (Дата обращения: 30.10.2019).
4. Воробьев В.И., Грибунин В.Г. Теория и практика вейвлет-преобразования. // ВУС. 1999. С.181,182.

REARRANGING FACTOR BIORTOGONAL FILTERS OF DISCRETE WAVELET TRANSFOTM

cand. of techn. Sc. Veligosha A.V., graduate student Malishko N.N.,
student Velikanov S.R., student Truhin V.A.

Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great
(c. Serpukhov)

In report is shown algorithm, allowing execute rearranging a factor biortogonal filter for performing discrete wavelet-transformations signal by matrix way. Need to rearranging is caused particularity of the presentation factor biortogonal filter got in ambience MathLab, which require significant computing expenses for determination of the matrix way you-making someone look fat discrete wavelet transformations signal. The Realization of the algorithm to rearranging factor biortogonal filter was run for programming language C++.

◆

ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ ФЛУОРЕСЦЕНЦИИ В ПРИБОРАХ МАССОВОГО ПАРАЛЛЕЛЬНОГО СЕКВЕНИРОВАНИЯ НУКЛЕИНОВЫХ КИСЛОТ

д.т.н. Манойлов В.В., к.т.н. Заруцкий И.В.,
к.т.н. Петров А.И., д.т.н., проф. Курочкин В.Е.

Институт аналитического приборостроения РАН, г. Санкт-Петербург

Определение нуклеотидной последовательности ДНК или РНК, содержащих от нескольких сотен до сотен миллионов звеньев мономеров позволяет получить подробную информацию о геноме человека, животных и растений. Расшифровывать структуру нуклеиновых кислот научились достаточно давно, однако первоначально методы расшифровки были низкопроизводительными и дорогими. Методы расшифровки нуклеотидной последовательности нуклеиновых кислот принято называть методами секвенирования. Секвенирование нового поколения (СНП), массовое параллельное секвенирование – это родственные термины, которые описывают технологию высокопроизводительного секвенирования ДНК, при котором, например, человеческий геном можно секвенировать в течение одного – двух дней. Предыдущая технология, используемая для расшифровки генома человека, потребовала более десяти лет, чтобы получить окончательные результаты. В Институте аналитического приборостроения РАН

разрабатывается аппаратно-программный комплекс (АПК) для расшифровки последовательности нуклеиновых кислот (НК) методом массового параллельного секвенирования. Алгоритмы обработки изображений, входящие в состав АПК, играют существенную роль в решении задач расшифровки генома. В работе рассмотрены вопросы, касающиеся создания алгоритмов программного обеспечения АПК для обработки изображений, формируемых в процессе генетического анализа при решении задач расшифровки генома, а также перечислены возможности этих алгоритмов.

1. Введение. Метод массового параллельного секвенирования относится к технологии секвенирования нового поколения (СНП) [1,2,3]. Технология методов СНП позволяет «прочитать» единовременно сразу множество участков генома, что является главным отличием от более ранних методов секвенирования. СНП осуществляется с помощью удлинения цепей фрагментов нуклеиновых кислот. В разрабатываемом АПК молекулы флуорофора, которыми помечены нуклеотиды, возбуждаются под действием лазерного излучения. Излучение флуоресценции пропускается через различные светофильтры, соответствующие длинам волн флуоресценции каждого из четырех красителей, которыми специфично помечены нуклеотиды. Сигнал флуоресценции регистрируется с помощью четырех видеокамер (по числу типов нуклеотидов). Таким образом, каждая из видеокамер регистрирует изображения кластеров молекул ДНК, на конце которых расположены нуклеотиды определенной «буквы». Набор из четырех изображений фотография называется полем зрения (ПЗ). После регистрации изображений флуоресцирующих кластеров определенного ПЗ, реакционная ячейка по команде компьютера сдвигается и начинается съемка изображения другого ПЗ. Съем изображений на всей длине реакционной ячейки называется циклом. При смене ПЗ участка реакционной ячейки, качество фокусировки изображения может ухудшиться. Поэтому требуется постоянная коррекция фокусировки. После съемки сигналов флуоресценции на всей длине реакционной ячейки по команде компьютера производится переход к следующей стадии. В этой стадии через реакционную ячейку пропускают реагенты, отщепляющие флуорофор и останавливающие процесс синтеза. Затем в реакционную ячейку подаются другие реагенты, с помощью которых начинается новый процесс синтеза – новый цикл. К каждому кластеру, полученному в реакционной ячейке, добавляются новые нуклеотиды.

Для выполнения задач генетического анализа методами СНП в рассматриваемом АПК реализованы следующие алгоритмы и программы: регистрация изображений с видеокамер; повышение качества фокусировки изображений автоматическими и полуавтоматическими методами; коррекция фона исходного изображения; обнаружение и оценка координат локальных объектов флуоресценции на реакционной ячейке; разделение изображений слипшихся объектов и оценка их координат; коррекция взаимовлияния флуоресценции в каналах; обработка бинарных изображений; определение границ, координат и площадей объектов; построение таблицы из координат кластеров объектов флуоресценции.

Подобные алгоритмы и программы реализованы в ряде серийных зарубежных секвенаторов, которые частично описаны в ряде работ [4]. Для построения отечественного секвенатора нового поколения эти алгоритмы должны быть проанализированы и модифицированы для приспособления к особенностям той аппаратуры. При разработке описываемых ниже алгоритмов за основу брались известные методы. Они апробировались на изображениях, полученных с реальных приборов с программным обеспечением, разработанным в ходе выполнения настоящей работы. Ряд из описываемых ниже алгоритмов по обработке сигналов, получаемых от секвенаторов, являются оригинальными. К ним относятся алгоритмы по коррекции размытых изображений регистрируемы объектов флуоресценции (ОФ), алгоритмы оценки параметров «слипшихся» ОФ и частично алгоритмы по оценке достоверности генетического анализа.

2. Считывание изображений с видеокамер. Используются четыре черно-белых видеокамеры, по одной на каждый канал. Камеры позволяют регистрировать изображения с 4096 градациями яркости. Изображения с камер поступают в компьютер в виде растров – массивов двоичных слов. Каждое слово содержит код яркости соответствующего пикселя.

3. Фокусировка размытых изображений. Для получения сфокусированных изображений объектов флуоресценции используются два метода: фокусировка математическими методами без перестройки фокуса объектива и фокусировка с программным управлением фокуса объектива.

Фокусировка математическими методами без перестройки фокуса объектива. Размытое изображение с математической точки зрения получается в результате конволюции функции протяженности точки (PSF) [5,6] с исходным изображением. Для качественного восстановления исходного изображения важно иметь информацию о параметрах истинной функции протяженности точки. Для восстановления размытого изображения были использованы методы решения обратных задач, изложенные в работе [7]. Кроме указанных алгоритмов восстановления в АПК были реализованы алгоритмы фокусировки размытых изображений с помощью механического перемещения объектива.

Фокусировка размытых изображений с помощью программы управления объективом. Программное обеспечение рассматриваемого АПК имеет подпрограмму, которая обеспечивает фокусировку объектива по командам от компьютера. Важным параметром этой программы является критерий, с помощью

которого имеется возможность установить, что фокусировка объектива выполнена корректно и ее дальнейшее улучшение не имеет смысла. Используется два таких критерия: ширина профиля одиночного ОФ и площадь изображения одиночного ОФ. С помощью программы обнаружения и оценки параметров ОФ, из всех обнаруженных объектов отфильтровываются ОФ, не содержащие «наложений» ОФ друг на друга. Подпрограмма управления фокусировкой подает управляющие команды на перемещения объектива до тех пор, пока ширина профиля и площадь одиночного объекта не станет равной ширине профиля и площади одиночного ОФ для неискаженного плохой фокусировкой изображения.

4. Коррекция фона. В полученных с видеокамер изображениях значения интенсивности сигналов флуоресценции в отдельных пикселях зависят от положения пикселя на матрице камеры. Интенсивности сигналов пикселей с координатами близкими к центру изображения имеют большую яркость по сравнению с пикселями далекими от центра. Для снижения влияния координат пикселя на погрешность оценки его интенсивности в программное обеспечение обработки сигналов флуоресценции введена подпрограмма коррекции фона исходного изображения. Под фоном исходного изображения будем понимать изображение, в каждом пикселе которого содержится информация об интенсивности сигнала при отсутствии полезного сигнала. В алгоритме коррекции фона используется цифровой фильтр нижних частот. Этот фильтр использует морфологические операции эрозии и делатации.

5. Обнаружение и оценка координат локальных объектов флуоресценции. Строгая формулировка задачи обнаружения звучит следующим образом: найти точки кадра изображения (пиксели), соответствующие центрам отыскиваемых объектов. Тогда зарегистрированное изображение можно трактовать как результат искажения исходного сигнала, представляющего собой совокупность δ-функций с координатами в центрах объектов, а форма зарегистрированного объекта представляет оператор искажения. В этом случае задача обнаружения является задачей восстановления сигнала. Применительно к объектам, подобным рассматриваемым ОФ, задачу восстановления называют обостряющей фильтрацией [8,9]. Типичными фильтрами, используемыми для подобной цели, являются фильтр Винера и фильтр Тихонова. Эти фильтры применяются для восстановления изображений, обусловленных, например, плохой фокусировкой и шумами [8,9]. Фильтр Тихонова более удобен для практических целей, т. к. он требует для своей реализации меньшей априорной информации, а также он менее критичен к варьированию параметров. Математически фильтр Тихонова (как и фильтр Винера) формулируется в терминах преобразования Фурье, в данном случае двухмерного с независимыми переменными в виде пространственных частот [8,9]. В реализации алгоритма обнаружения ОФ используется трехмерный образ второй производной гауссовой функции с шириной, равной примерно половине средней ширины объектов. Для получения трехмерного образа производиться вращение этой функции по вертикальной оси, проходящей через максимум, в результате которого получается двумерная функция. Затем с помощью преобразования Фурье получается образ в виде двумерной функции, который используется в формуле алгоритма обостряющей фильтрации. Следует добавить, что перед процедурой обостряющей фильтрации к рассматриваемым изображениям следует применить медианную фильтрацию[7,8,9]. Медианная фильтрация необходима для того, чтобы дефектные пиксели на видеокамерах не влияли на качество обостряющей фильтрации.

После операций вычитания фона и обостряющей фильтрации решаются задачи поиска и оценки координат положений ОФ**.** В задачу поиска входит обнаружение объектов и определение координат их центров. Обнаружение объектов представляет собой операцию выделения областей изображения, принадлежащих отыскиваемым объектам. Эта операция является принципиально пороговой, поэтому важной задачей является определение порога, который позволил бы надежно отделить «сигнал» (объект) от помех. Для поиска порога используется метод гистограмм распределений интенсивностей сигналов [7,8].

6. Разделение изображений слипшихся объектов и оценка их координат. После операции обостряющей фильтрации не все слипшиеся объекты удается разделить. Для поиска и дальнейшего разделения слипшихся объектов применяются повторная операция обостряющей фильтрации, но с более узким ядром, а затем ряд операций морфологической обработки. В качестве «контр-примера» алгоритмов обнаружения ОФ и разделения слипшихся объектов кратко рассмотрим алгоритм обработки этих данных по алгоритму свертки с ядром в виде многочленов Эрмита: В настоящей работе использовались многочлены Эрмита второго порядка. Сравнения алгоритмов на основе сверток с ядром в виде многочлена Эрмита и второй производной гауссовой функции показало, что применение таких алгоритмов позволяет увеличить отношение сигнал/ шум от 8 до 10 раз в зависимости от диаметра ОФ в исходном изображении. Применение в качестве ядра свертки в виде многочленов Эрмита позволяет увеличить отношение сигнал шум на 10 – 20% больше по сравнению с ядром в виде второй производной гауссовой функции. Для задачи разделения слипшихся объектов алгоритм на основе свертки со второй производной гауссовой функции, по сравнению с алгоритмом с использованием многочленов Эрмита, более чувствителен к шумам. Точность оценки координат центров слипшихся ОФ для этих двух алгоритмов примерно одинакова, но алгоритм с

использованием многочленов Эрмита имеет большую погрешность в оценке интенсивностей ОФ. В разрабатываемом программном обеспечении алгоритм на основе второй производной гауссовой функции используется для обнаружения и оценки параметров ОФ в тех циклах процесса секвенирования, где отношение сигнал/шум высокое, а алгоритм на основе многочленов Эрмита когда отношение сигнал/шум низкое, что имеет место в циклах процесса секвенирования с высоким порядковым номером. С увеличением порядкового номера цикла сигналы флуоресценции уменьшаются (затухают), а шум увеличивается.

7. Обработка бинарных изображений. Определение границ, координат и площадей объектов. В результате пороговой обработки формируется битовая карта, которая является бинарным изображением, показанным на рисунке 1. Пиксели, принадлежащим объектам на этом изображении равны нулю, а фону – единице. Для определения границ, координат и площадей были использованы алгоритмы, описанные в работах [7,8]. Для представленного на рисунке 1 исходного изображения размер массива обнаруженных ОФ равен 225056. Фрагмент обнаруженных объектов представлен на рисунке 2, ОФ отмечены красными кружками.

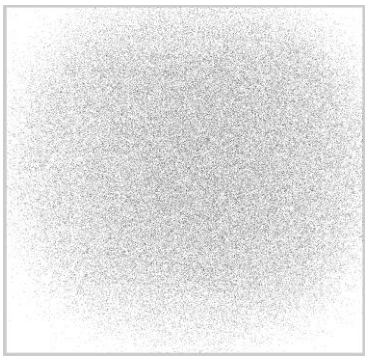


Рис. 1. Бинарное изображение, полученное в результате пороговой обработки исходного изображения

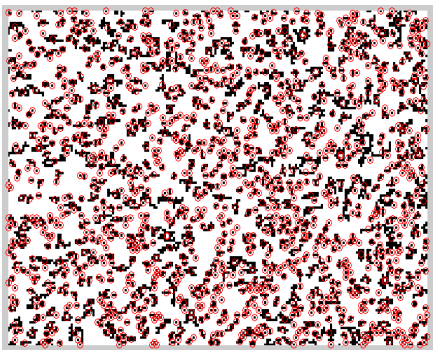


Рис.2. Фрагмент обнаруженных объектов. Центры кружков соответствуют их координатам по горизонтальной и вертикальной осям

Центры кружков соответствуют их координатам по горизонтали: h и по вертикали: v. Как видно из рисунка 2, некоторые ОФ оказались не разделенными, то есть слипшимися объектами. Для разделения таких ОФ используется дополнительная программа, основанная на методах водораздела (watershed) по алгоритмам, описанным в работе [10].

8.Коррекция взаимовлияния флуоресцирующих каналов. Коррекция взаимовлияния каналов осуществляется путем вычисления корреляционных коэффициентов и использования этих коэффициентов в формулах компенсации взаимовлияния данных в различных каналах, которые приводятся в работе [11]. Корреляция сигнала, компенсация и разделение применяются к изображениям для устранения перекрестных помех между флуоресцентными сигналами. Основная часть перекрестных помех объясняется значительной корреляцией между каналами нуклеотидов A и C и каналами G и T соответственно. Другой проблемой является корреляция данных между циклами. По мере выполнения циклов, корреляция между циклами возрастает для всех каналов. По ходу выполнения циклов интенсивность фоновой флуоресценции возрастает, а интенсивность ОФ пропорционально уменьшается. Чтобы восстановить ОФ высокой интенсивности, рассчитываются коэффициенты корреляции Пирсона, которые используются в фазовой коррекции. Применение этого метода компенсации взаимной засветки для всех циклов позволяет получить удовлетворительное разделение сигналов даже для анализа с количеством циклов более 250.

9.Заключение. Рассмотренные алгоритмы представляют собой результаты исследований, проведенных на этапе разработки макета АПК. Для оценки возможностей алгоритмов были использованы изображения, полученные на зарубежных аналогах и математические модели изображений совокупностей кластеров ДНК.

Несмотря на то, что рассмотренные алгоритмы в большей части используют известные математические методы и приемы, объединение этих методов в единый комплекс позволяет решить ряд важных практических и научных задач, касающихся расшифровки последовательностей нуклеотидов. Полученные результаты являются полезными для генетических исследований в различных областях науки и практики. Программное обеспечение, основанное на рассмотренных алгоритмах может быть применено для обработки сигналов приборов СНП. Более подробное описание алгоритмов приведено в работе [12].

Работа выполнена в рамках Государственного задания 075-00780-19-00 по теме № 0074-2019-0013 Министерства науки и высшего образования РФ.

Литература

1. *Ansorge W. J.* Next-generation DNA sequencing techniques // Nature Biotechnology. 2009. vol. 25. no. 4.pp. 195-203.
2. *Bentley R.D. et all* Accurate whole human genome sequencing using reversible terminator chemistry // Nature. 2008.vol.456 no.6. pp. 53-59
3. *Shendure J., Balasubramanian S., Church G.M, Gilbert W et all* DNA sequencing at 40: past, present and future //Nature, October 2017 V 550 p345-353 doi:10.1038/nature24286
4. *Nava Whiteford* The Solexa pipline http//41j.com/blog/wp-content/uploads/2012/04/pipeline.pdf (дата обращения: 13.07.2019)
5. *Журавель И.М.* Краткий курс теории обработки изображений. http://matlab.exponenta.ru/imageprocess/book2/49.php (дата обращения: 06.06.2019).
6. *Вудс Р. Гонсалес Р.* Цифровая обработка изображений /3-е изд., испр. и доп. // М.: Техносфера. 2012. 1104 с.
7. *Сизиков В.С.* Прямые и обратные задачи в восстановления изображений, спектроскопии и томографии с Матлаб //СПб.: Издательство «Лань». 2017. 412 с.
8. Machine Learning and Medical Imaging Book / Editors Wu G, Shen D., Sabuncu M.R. // Academic Press. 2016. 512 P.
9. *Бардин Б.В., Чубинский-Надеждин И.В.* Обнаружение локальных объектов на цифровых микроскопических изображениях// Научное приборостроение. 2009. том 19. № 4. С.96-104.
10. *Najman L., Schmitt M.* Watershed of a Continuous Function //Signal Processing. Elsevier.1994. vol. 38. no.1, pp.99-112
11. *Kriseman J., Busick C., Szelinger S., Valentin Dinu V.* BING: Biomedical informatics pipeline for Next Generation Sequencing // Journal of Biomedical Informatics 2010 vol.43.pp. 428–434.
12. *Манойлов В.В., Бородинов А.Г, Заруцкий И.В, Петров А.И., Курочкин В.Е.* . Алгоритмы обработки сигналов флуоресценции массового параллельного секвенирования нуклеиновых кислот // журнал « Труды СПИИРАН» 2019, Т. 18, № 4 С. 1010-1036 DOI 10.15622sp.2019.18.4.1010-1036

IMAGE PROCESSING FOR NEXT GENERATION SEQUENCING

D.Sc. Manoilov V.V, Ph.D. Zarutsky I.V.,
Ph.D. Petrov, D.Sc.,prof. Kurochkin V.E.

Institute for Analytical Instrumentation, Russian Academy of Sciences, St. Petersburg

The determination of nucleotide DNA or RNA provides detailed information about the genome of humans, animals and plants. Decoding of nucleic acids has been scientific for a long time, however, decoding methods were low-productivity and expensive. Next-generation sequencing, massive parallel sequencing are related terms that describe high-throughput DNA sequencing technology, in which, for example, the human genome can be sequenced for one to two days. The Institute for Analytical Instrumentation of the Russian Academy of Sciences is developing an NGS instrument for decoding nucleic acids. Image processing plays a significant role in solving the problems of base calling. Some methods for image processing and their capabilities are discussed.

◆

МЕТОД СЕГМЕНТАЦИИ RGB-D ИЗОБРАЖЕНИЙ

проф., д.т.н. Медведева Е.В., студ. Варко Е.А.

Вятский Государственный университет

Предлагается метод сегментации изображений RGBD данных. Метод основан на обнаружении контуров с последующей заливкой замкнутых областей и совместном использовании данных о цвете и глубине. Данные о глубине позволяют различать пиксели с похожими яркостными характеристиками для разных объектов и повысить качество сегментации изображения. Для снижения вычислительных ресурсов предлагается выделять контуры по битовым плоскостям старших разрядов цифрового изображения с

применением математической модели двумерных цепей Маркова с двумя состояниями. Результаты моделирования подтверждают эффективность разработанного метода.

В связи со стремительным развитием RGB-D камер, которые обеспечивают синхронизированное видео глубины и цвета, открылись новые способы решения задач, связанных с сегментацией, обнаружением и распознаванием объектов интереса на изображениях. В отличие от RGB данных, данные о глубине более устойчивы к изменениям освещения и динамическим фоновым объектам и могут являться эффективным дополнительным признаком для сегментации изображений.

В последнее время совместное использование данных о цвете и глубине стало новой темой исследования в области технического зрения. В ряде работ предлагаются различные методы сегментации RGBD данных: на использовании сверточных нейронных сетей [1]; кластеризации [2]; морфологических операциях [3] и т.п.

Однако практически все методы сегментации на основе объединения данных глубины и цвета имеют либо недостаточную точность выделения объектов, либо требуют значительных вычислительных ресурсов. Поэтому разработка новых методов и исследование в этой области является актуальной задачей.

В цветовом пространстве RGB каждая компонента является цифровым полутоновым изображением (ЦПИ), пикселы которого представлены g -разрядными двоичными числами. Компонента D также представляет собой многоразрядное цифровое изображение (карту глубины), в котором каждому элементу соответствует информация о расстоянии от камеры до каждой точки наблюдаемой сцены.

В RGB изображении наиболее информативные (детальные) области выделены на битовых плоскостях старших разрядов ЦПИ, а битовые плоскости младших разрядов представляют собой бинарные изображения в виде двумерного шума. Поэтому обнаружение контуров интересующих объектов предлагается выполнять по битовым плоскостям старших разрядов ЦПИ. Это позволяет использовать для обнаружения контуров математическую модель на основе двумерных цепей Маркова с двумя равновероятными состояниями и матрицами вероятностей переходов по горизонтали ${}^1\prod = \left\| {}^1\pi_{ij}^{(l)} \right\|_{2x2}$ и вертикали ${}^2\prod = \left\| {}^2\pi_{ij}^{(l)} \right\|_{2x2}$ $(i,j = \overline{1,2}; l = \overline{1,g})$ [4,5]. Такой подход к обнаружению контуров позволит снизить вычислительные ресурсы за счет оперирования матрицами вероятностей переходов размером 2×2.

В соответствии с математической моделью, предложенной в [4], количество информации в двоичном элементе $v_3^{(l)}$ относительно элементов расположенных по горизонтали - $v_1^{(l)}$ и вертикали - $v_2^{(l)}$ определяется по формуле:

$$I\left(v_3^{(l)} \middle| v_1^{(l)}, v_2^{(l)}\right) = -\log_2 \frac{{}^1\pi_{ij}^{(l)}\ {}^2\pi_{ij}^{(l)}}{{}^3\pi_{ij}^{(l)}}, \qquad (1)$$

где ${}^r\pi_{ij}^{(l)}$ $(i,j = \overline{1,2}; r = \overline{1,3}; l = \overline{1,g})$ - элементы матриц вероятностей переходов ${}^1\Pi$ (по горизонтали), ${}^2\Pi$ (по вертикали) и матрицы ${}^3\Pi = {}^1\Pi \times {}^2\Pi$.

Предполагается, что элементы матриц вероятностей переходов априорно известны и получены на основе большого числа выборок реальных изображений.

Решение о принадлежности анализируемого элемента точке контура осуществляется на основании сравнения вычисленной величины количества информации с порогом. Значение порога вычисляется с учетом минимального количества информации и количества информации, когда хотя бы один из элементов окрестности будет принимать другое состояние.

Для восьмиразрядного ЦПИ, представленного 256 значениями яркости, по битовой плоскости старшего (8-го) разряда можно выделить все светлые области с яркостью от 128 до 255 на темном фоне, либо, наоборот, все темные объекты - на фоне с яркостью выше 128. Для выделения областей на менее контрастных изображениях с нечетко выраженными границами необходимо выделить контуры на следующих бинарных изображениях 7-го или 6-го разрядов ЦПИ. Контурное изображение, в этом случае, будет представлять сумму контурных изображений нескольких разрядов.

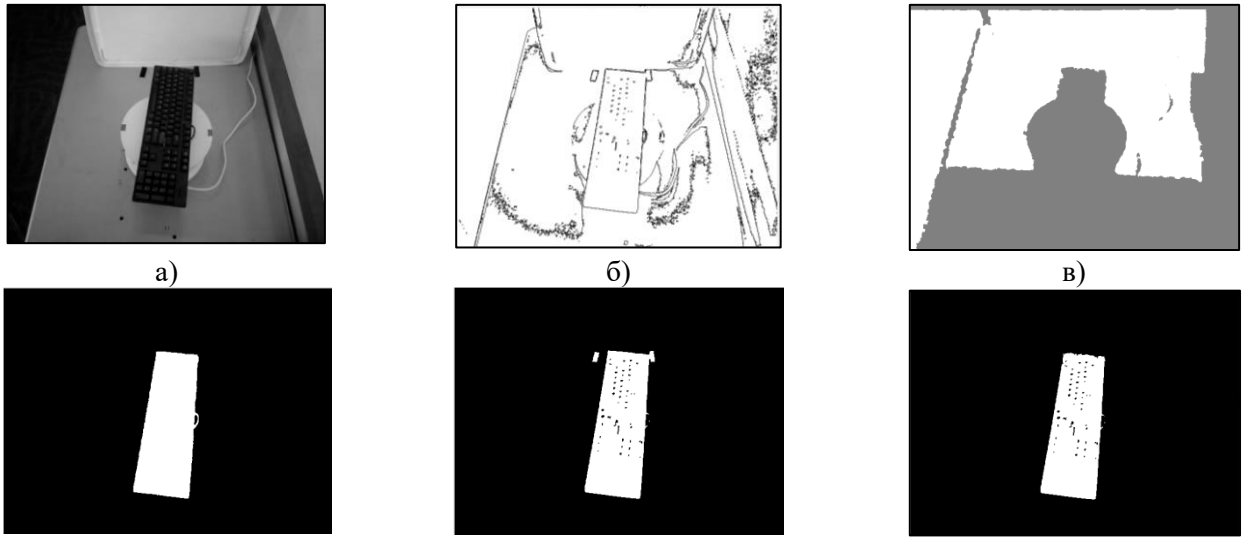
Предложенный метод выделения контуров требует небольших вычислительных ресурсов, определяемых операциями сравнения с двумя окрестными элементами. В результате предложенного алгоритма получается замкнутый контур толщиной в один пиксел. Это свойство является важным при выполнении следующей процедуры – заливки замкнутых областей.

Для заливки замкнутых областей указываются диапазоны значений яркости, которые могут принимать объекты. В результате такой обработки объекты интереса могут быть разбиты на несколько частей или иметь неточные границы из-за неравномерной освещенности, наличия теней или бликов. Кроме того, на изображении наряду с объектами интереса могут быть выделены посторонние объекты на заднем плане сцены. Все эти факторы будут снижать качество решения последующих задач в системах технического зрения.

На следующем этапе указывается диапазон значений данных на карте глубины, которые может принимать объект интереса, и формируется маска. Маска накладывается на результат сегментации RGB изображения и выполняется окончательный этап сегментации.

Для исследований использовался набор данных RGBD Object Dataset [6]. Набор данных RGBD содержит пары последовательностей цветных изображений и карт глубины. Каждая видеопоследовательность состоит из 199 кадров размером 640×480. На каждом изображении объектом интереса является только один предмет.

На рисунке 1 показан пример сегментации изображения Keyboard предложенным алгоритмом: (а) – исходное RGB изображение [6]; (б) – контурное изображение; (в) – карта глубины; (г) - эталонное изображение; (д) – результат сегментации по яркостным данным; (е) - результат сегментации на основе данных яркости и глубины. Сегментация выполнена по изображению R-компоненты, битовой плоскости 8-го разряда.



а) б) в)

г) д) е)

Рисунок 1. Пример сегментации изображения Keyboard

Из приведенных результатов видно, что алгоритм яркостной сегментации на основе обнаружения контуров точно локализует границы объектов (рис.1д). Дополнительное использование данных глубины, позволяет убрать выделенные фрагменты близкие по яркости объекту интереса и тем самым улучшить качество сегментации (рис.1е).

Для оценки качества сегментации использовались параметры точности ($Precision$), полноты ($Recall$) [7], а также вычислялся коэффициент ошибки (E):

$$Precision = \frac{TP}{TP+FP}, \quad (2)$$

$$Recall = \frac{TP}{TP+FN}, \quad (3)$$

$$E = \frac{FP+FN}{TP+TN+FP+FN}, \quad (4)$$

где TP — истинно-положительное решение; TN — истинно-отрицательное решение; FP — ложно-положительное решение; FN — ложно-отрицательное решение.

Для вычисления оценок точности, полноты сегментации и коэффициента ошибки использовались эталонные изображения сегментации.

В таблице 1 представлены результаты оценок качества сегментации видеокадров из базы данных Object Dataset [6].

Таблица 1.

Оценки результатов алгоритмов сегментации.

Видеопоследова-тельности	Сегментация по яркостным данным			Сегментация на основе яркости и глубины		
	Precision	*Recall*	*E*	*Precision*	*Recall*	*E*
Apple	0.95	0.59	0.0076	0.94	0.71	0.0046
Keyboard	0.93	0.86	0.0097	0.91	0.93	0.0084
Banana	0.96	0.68	0.0051	0.95	0.70	0.0040
Scissors	0.91	0.64	0.0053	0.90	0.70	0.0044
Coffee mug	0.80	0.52	0.0159	0.87	0.80	0.0061
Comb	0.94	0.32	0.0254	0.91	0.77	0.0048
Lemon	0.90	0.53	0.0046	0.95	0.64	0.0028
Orange	0.93	0.58	0.0059	0.89	0.64	0.0048
Shampo	0.54	0.66	0.0247	0.59	0.70	0.0189
Light bulb	0.23	0.15	0.0143	0.20	0.29	0.0093
Onion	0.85	0.09	0.0932	0.82	0.67	0.0064
Tomato	0.92	0.57	0.0039	0.84	0.58	0.0035
Water	0.62	0.06	0.3218	0.58	0.43	0.0263
Plate	0.65	0.41	0.1379	0.65	0.91	0.0399

Совместная сегментация по сравнению с яркостной при близких значениях оценок точности, увеличивает значение показателя полноты (до 7.2 раз) и уменьшает ошибку сегментации (до 14.5 раз).

На рисунке 2 показано сравнение усредненных оценок качества алгоритмов сегментации с учетом и без учета данных глубины. При использовании только яркостных данных, ошибка сегментации может достигать 30%.

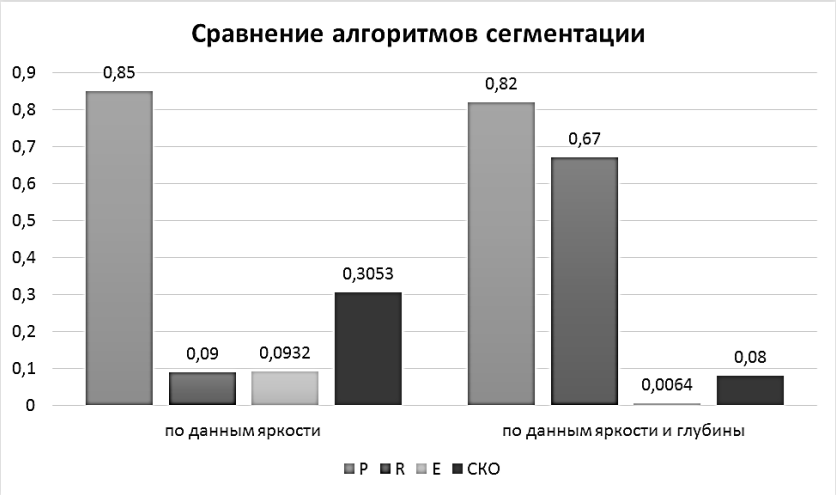


Рисунок 2. Усредненные оценки качества алгоритмов сегментации

Совместное использование данных цвета и глубины позволило улучшить качество сегментации изображений. Выделение контуров по битовым плоскостям старших разрядов цифрового изображения с использованием математической модели двумерных цепей Маркова с двумя состояниями позволяет снизить вычислительные ресурсы на реализацию алгоритма. Алгоритм может быть применен для решения ряда задач, связанных с обнаружением и распознаванием объектов в системах технического зрения.

Литература

1. Qi, X. 3D Graph Neural Networks for RGBD Semantic Segmentation / X. Qi, R. Liao, J. Jia, S. Fidler, R. Urtasun // IEEE Int. Conf. on Computer Vision. – Venice, Italy. – 2017. –P.5199–5208.
2. Yalic, H. Automatic Object Segmentation on RGB-D Data using Surface Normals and Region Similarity / H. Yalic, A. Can // In Proceedings of the 13th Int. Joint Conf. on Computer Vision, Imaging and Computer Graphics Theory and Applications. – 2018. – V.4. – P.379-386.
3. Islam, I. Efficient Image Segmentation of RGB-D Images / I. Islam, R. Sherine, G. M. Mostafa // 12th Int. Conf. on Computer Engineering and Systems (ICCES). – Cairo, Egypt. – 2017.
4. Petrov, E.P. Mathematical Models of Video-Sequences of Digital Half-Tone Images / E.P. Petrov, I.S. Trubin, E.V. Medvedeva, S.M. Smolskiy // Integrated models for information communication systems and net-works : design and development. IGI Global. - 2013. - P. 207-241.
5. Medvedeva, E.V. Image Segmentation Based on Two-Dimensional Markov Chains / E.V. Medvedeva, E.E. Kurbatova // Computer Vision in Control Systems-2. Innovations in Practice. Springer International Publishing Switzerland. – 2015. - P. 277-295.
6. Набор данных RGBD Object Dataset [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://rgbd-dataset.cs.washington.edu/dataset.html (23.05.2019).
7. Рассел, С. Искусственный интеллект. Современный подход / С. Рассел, П. Норвинг. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. -1408 с.

SEGMENTATION METHOD RGB-D IMAGES

Ph.D., prof. Medvedeva E.V., student Varco E.A.

Vyatka State University

A method for segmenting RGBD data images is proposed. The method is based on the detection of contours followed by the filling of closed areas and on the sharing of color and depth data. Depth data allows you to distinguish between pixels with similar brightness characteristics for different objects and improve the quality of image segmentation. To reduce computational resources, it is proposed to detect contours in binary images of high-order bits of a digital grayscale image using the mathematical apparatus of two-dimensional Markov chains. The simulation results prove the effectiveness of the developed method.

ВАРИАЦИОННЫЙ МЕТОД ВЫЧИСЛЕНИЯ ОПТИЧЕСКОГО ПОТОКА И ПРОСТРАНСТВЕННОЙ РЕКОНСТРУКЦИИ ПО СТЕРЕОИЗОБРАЖЕНИЯМ

асс. Беляков П.В, доц. Никифоров М.Б., проф. Новиков А.И.

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина

В статье предлагается модификация вариационного метода вычисления оптического потока, основанная на особенности его применении в стереозрении. Построение такого функционала традиционно опирается на требования постоянства яркости и градиента яркости при смещении пикселя изображения. А также накладывает ограничение на резкое смещение пикселей., т.е. предполагается гладкость векторного поля скоростей движения пикселей. Предлагается аналогичным образом дополнить функционал априорно

известными внешними калибровочными параметрами камер стереопары и минимизировать такую расширенную модель вычисления оптического потока. Проведенные эксперименты показывают уменьшение ошибки вычисления оптического потока предложенным метода по сравнению с традиционным.

Вариационные методы вычисления оптического потока являются наиболее эффективными и точными методами оценки смещения пикселей изображений. Оптический поток по сути является векторным полем скоростей движения одного изображения относительно другого [1]. Вариационные методы позволяют интегрировать на первый взгляд разные математических концепций в одну общую вычислительную структуру. Именно это делает их особенно привлекательными для применения в различных ключевых сферах компьютерного и технического зрения [2].

Предлагается модифицировать один из наиболее точных, но вместе с тем и наиболее вычислительно сложный вариационный метод вычисления оптического потока (1) [3] с учетом известных внешних параметров камер стереопары:

$$E_{OF}(\mathbf{w}) = E_D(\mathbf{w}) + \beta E_S(\mathbf{w}), \tag{1}$$

$$E_D(\mathbf{w}) = \int_{\Omega} (\psi_D(|\, I(\mathbf{x}+\mathbf{w}) - I(\mathbf{x})\,|^2 + \alpha(|\, \nabla I(\mathbf{x}+\mathbf{w}) - \nabla I(\mathbf{x})\,|^2))\boldsymbol{dx}, \tag{2}$$

$$E_S(\mathbf{w}) = \int_{\Omega} \psi_S\left(|\nabla u|^2 + |\nabla v|^2\right)\boldsymbol{dx}\ . \tag{3}$$

Таким образом поиск решения осуществляется минимизацией функционала:

$$\arg\min_{\mathbf{w},\mathbf{X}} E(\mathbf{w},\mathbf{X}) = \arg\min_{\mathbf{w},\mathbf{X}} E_{OF}(\mathbf{w}) + \gamma E_X(\mathbf{X}). \tag{4}$$

В (1) – (4) $I(x,y,t): \Omega \times [0,\infty) \to \square^{\,2}$ – последовательность изображений, $\mathbf{x} = (x,y,1)^T$ – координаты пикселя внутри прямоугольной области изображения $\Omega \subset \square^{\,2}$. $\nabla I(\mathbf{x})$ – градиент яркости изображения. Оптический поток $\mathbf{w} = (u,v,1)^T$ – искомый вектор смещения между пикселями двух изображений. $\nabla = (\partial_x, \partial_y)^T$ – символический вектор набла – пространственный градиент, α – коэффициент, позволяющий управлять влиянием изменения яркости и градиента яркости на функционал (2) и соответственно (1). $\beta > 0$ – параметр регуляризации, описывает то, насколько важно требование гладкости полученного вектора смещений (3). Функция штрафа $\psi(s^2) = \sqrt{s^2 + \varepsilon^2}$ определяет устойчивость минимизации функционала (1) к изменениям яркости изображения и гладкости поля. Для ее дифференцируемости ε выбирается достаточно малым [4].

Функционал (1) предлагается дополнить слагаемым $E_X(\mathbf{X})$, которое учитывает внешние параметры камер стереопары и соответственно ошибку репроекции [5] $S(\mathbf{X}) = \|d(\mathbf{x}, \mathrm{P}_0\mathbf{X})\|^2 + \|d(\mathbf{x}+\mathbf{w}, \mathrm{P}\mathbf{X})\|^2$, где d – расстояние между проекцией точки $\mathbf{X}$ на плоскость изображения и ее истинной координатой $\mathbf{x}$ на изображении. Соответствующие точки на изображении связаны с точкой в пространстве через матрицы проекции камер стереопары P и P_0. $P_0 = K[R\,|\,\mathbf{0}]$ – матрица положения камеры для изображения I_1, определяемая через нулевой вектор положения $\mathbf{0}$ с единичной матрицей поворота $\mathbf{I}$. Матрица поворота R и вектор положения $\mathbf{t}$ – внешние параметры камеры для изображения I_2 определяются как

$R = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{bmatrix}$; $T = \begin{bmatrix} t_x \\ t_y \\ t_z \end{bmatrix}$. Соответственно $P = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & t_x \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} & t_y \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} & t_z \end{bmatrix}$. K – внутренние параметры камеры.

При этом $P_0 = [\mathbf{p}_0^1 \mathbf{p}_0^2 \mathbf{p}_0^3]^T$ и $P = [\mathbf{p}^1 \mathbf{p}^2 \mathbf{p}^3]^T$. Тогда ошибка репроекции будет включена в вариационную модель вычисления оптического потока (4) как

$$\begin{aligned} E_X(\mathbf{X}) = \int_{\Omega} (&\psi_X\left(\left\| \left[x\mathbf{p}_0^3 - \mathbf{p}_0^1\right]^T \begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2\right) + \psi_X\left(\left\| \left[y\mathbf{p}_0^3 - \mathbf{p}_0^2\right]^T \begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2\right) + \\ &+\psi_X\left(\left\| \left[(x+u)\mathbf{p}^3 - \mathbf{p}^1\right]^T \begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2\right) + \psi_X\left(\left\| \left[(y+v)\mathbf{p}^3 - \mathbf{p}^2\right]^T \begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2\right))\boldsymbol{dx}. \end{aligned} \tag{5}$$

$\gamma > 0$ – параметр того, насколько важно влияние ошибки репроекции на общий функционал (4). Если $(\mathbf{w}, \mathbf{X})$ – решение задачи минимизации (4), то оно удовлетворяет уравнениям Эйлера – Лагранжа.

Для минимизации (5) относительно вектора оптического потока $\mathbf{w} = (u,v)$ уравнения Эйлера – Лагранжа примут вид:

$$\frac{\partial}{\partial u}\psi_X\left(\left\|\left[(x+u)\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^1\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2\right)=$$

$$=2\psi_X'\left(\left\|\left[(x+u)\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^1\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2\right)\cdot\left\|\left[x\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^1\right]^T\cdot\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|\cdot\left\|\left[\mathbf{p}^3\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|,$$

$$\frac{\partial}{\partial v}\psi_X\left(\left\|\left[(y+v)\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^2\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2\right)=$$

$$=2\psi_X'\left(\left\|\left[(y+v)\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^2\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2\right)\cdot\left\|\left[y\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^2\right]^T\cdot\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|\cdot\left\|\left[\mathbf{p}^3\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|.$$

Минимум функционала оптического потока (4) по $\mathbf{w}=(u,v)$ должен удовлетворять уравнениям Эйлера – Лагранжа:

$$0=\psi_D'(I_z^2+\alpha(I_{xz}^2+I_{yz}^2))\cdot(I_xI_z+\alpha(I_{xx}I_{xz}+I_{xy}I_{yz}))-\beta div(\psi_S'(|\nabla u|^2+|\nabla v|^2)\nabla u)+$$

$$+\gamma\psi_X'\left(\left\|\left[(x+u)\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^1\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2\right)\cdot\left\|\left[x\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^1\right]^T\cdot\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|\cdot\left\|\left[\mathbf{p}^3\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|,$$

$$0=\psi_D'(I_z^2+\alpha(I_{xz}^2+I_{yz}^2))\cdot(I_yI_z+\alpha(I_{yy}I_{yz}+I_{xy}I_{xz}))-\beta div(\psi_S'(|\nabla u|^2+|\nabla v|^2)\nabla v)+$$

$$+\gamma\psi_X'\left(\left\|\left[(y+v)\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^1\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|^2\right)\cdot\left\|\left[y\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^2\right]^T\cdot\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|\cdot\left\|\left[\mathbf{p}^3\right]^T\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}\right\|,$$

где $I_x=\partial_x I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w})$, $I_y=\partial_y I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w})$, $I_z=I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w})-I(\boldsymbol{x})$, $I_{xx}=\partial_{xx}I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w})$, $I_{xy}=\partial_{xy}I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w})$, $I_{yy}=\partial_{yy}I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w})$, $I_{xz}=\partial_x I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w})-\partial_x I(\boldsymbol{x})$, $I_{yz}=\partial_y I(\boldsymbol{x}+\boldsymbol{w})-\partial_y I(\boldsymbol{x})$.

Определение пространственных координат [6] осуществляется минимизацией (4) по $\mathbf{X}$ и сводится к поиску решению методом наименьших квадратов выражения

$$\begin{bmatrix}\left[x\mathbf{p}_0^3-\mathbf{p}_0^1\right]^T\\\left[y\mathbf{p}_0^3-\mathbf{p}_0^2\right]^T\\\left[(x+u)\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^1\right]^T\\\left[(y+v)\mathbf{p}^3-\mathbf{p}^2\right]^T\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{X}\\1\end{bmatrix}=0.$$

Ошибку вычисления диспаритета на тестовых базах стереозрения [7] принято оценивать метрикой BAD2.0, которая показывает процент пикселей изображения, для которых вычисленное значение диспаритета превышает по модулю истинное значение более чем на два пикселя. В таблице 1 приведены значение ошибки BAD2.0 предложенного метода в сравнении с одним из высокорейтинговых методов Middlebury - NOSS и другим популярным методом, реализованным в библиотеке компьютерного зрения OpenCV – SGBM (**S**emi-**g**lobal **b**lock **m**atching).

Таблица 1.

Сцена		Предлагаемый метод	Middlebury (NOSS)	Middlebury (SGBM1)
№	Название	Bads2.0%		
1	Playroom	23,15	17,5	39,7
2	Playtable	37,5	8,73	45,6
3	Vintage	28,69	8,97	49,0

Литература

1. Кузнецов П. К., Мартемьянов Б. В., Семавин В. И. Техническое зрение подвижных объектов. Метод анализа поля скоростей динамического изображения. Вестник компьютерных и информационных технологий, 2014, с. 3–9. URL: https://elibrary.ru/item.asp?id=21225785.

2. П.В. Беляков, Е.В. Ларкин, М.Б. Никифоров. // Модификация вариационного метода вычисления оптического потока для реализации на ПЛИС. Известия ТулГУ, 2018, Вып. 9, с.19-28. URL: https://elibrary.ru/item.asp?id=36394730.

3. T. Brox, A. Bruhn, N. Papenberg, and J. Weickert. High accuracy optical flow estimation based on a theory for warping. In ECCV, 2004. URL: https://www.mia.uni-saarland.de/Publications/brox-eccv04-of.pdf.

4. Bruhn and J. Weicker. Towards ultimate motion estimation: combing highest accuracy with real-time performance. In Proc. 10th IEEE Int.Conf., Computer Vision, 2005, pp. 749–755.4. URL: http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.108.5015&rep=rep1&type=pdf.

5. R. Hartley and A. Zisserman. Multiple View Geometry in Computer Vision. Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2000. URL: http://cvrs.whu.edu.cn/downloads/ebooks/Multiple%20View%20Geometry%20in%20Computer%20Vision%20(Second%20Edition).pdf.

6. Real-Time Simultaneous 3D Reconstruction and Optical Flow Estimation. Menandro Roxas, Takeshi Oishi. Published in IEEE Winter Conference on Applications of Computer Vision (WACV), 2018. DOI:10.1109/wacv.2018.00102.

7. Middlebury Stereo Dataset. Электронный ресурс .URL: http://vision.middlebury.edu/stereo/eval3/MiddEval3-newFeatures.html.

STEREO VISION-BASED VARIATIONAL METHOD OF OPTICAL FLOW ESTIMATION AND 3D RECONSTRUCTION

ass. Belyakov P.V, doc. Nikiforov M.B., prof. Novikov A.I.

Ryazan state radio engineering university named after V.F. Utkin

The article deals with a modification of the variational method of the optical flow computation, according its application in stereo vision. Such approaches are traditionally based on a brightness constancy assumption and a gradient constancy assumption during pixels' motion. Smoothness assumption also restricts motion discontinuities, i.e. the smoothness of the vector field of pixel velocity is assumed. It is proposed to extended the functional of the optical flow computation in similar way by adding a priori known stereo cameras extrinsic parameters and minimize such jointed model of optical flow computation. Performed experimental evaluation demonstrates that the proposed method gives smaller errors than traditional method of optical flow computation.

БЫСТРЫЙ АЛГОРИТМ ПОИСКА ПРЯМЫХ НА КОНТУРНОМ ИЗОБРАЖЕНИИ

проф. Новиков А.И.[1], магистрант Мельникова Е.С.[2]

[1]Рязанский государственный радиотехнический университет им В.Ф. Уткина
[2]Свободный университет Берлина

Предложен быстрый алгоритм поиска прямых на изображении и оценивания их параметров. В основе алгоритма лежит свойство прямой как кривой с нулевой кривизной в каждой ее точке. Это эквивалентно равенству нулю второй производной функции, задающей кривую, в каждой точке контура. Оценка второй производной в каждом пикселе контура производится в скользящем режиме с

помощью свертки вектора конечной длины из координат пикселей со специальной маской. Алгоритм позволяет находить одновременно концы отрезка. Параметры прямой находятся методом наименьших квадратов. Алгоритм имеет линейную вычислительную сложность, кратную числу пикселей в составе контуров на бинарном изображении.

Проблема поиска прямых на изображениях возникает при решении многих задач в реальных системах технического зрения (СТЗ): в бортовых СТЗ летательных аппаратов - при обнаружении взлетно-посадочных полос, дорог, мостов и других инженерных сооружений; в СТЗ камер дорожного наблюдения – для детектирования дорожной разметки, контуров автомобильных номеров и т.д. Задача поиска прямых на контурном изображении решается, как правило, с помощью преобразования Хафа [1]. Однако вычислительные алгоритмы, реализующие преобразование Хафа, имеют высокую вычислительную сложность. Для обычного алгоритма Хафа это $O\left(n^3\right)$, n – длина стороны изображения, для быстрого - $O\left(n^2 \log_2 n\right)$ [2]. Еще одна проблема, возникающая при применении преобразования Хафа, заключается в том, что прямые линии на изображении имеют конечную длину, то есть являются отрезками. Хороший алгоритм должен находить не только параметры прямой, которой принадлежит отрезок, но и координаты концов отрезка.

Возможны альтернативные и более быстрые методы поиска прямолинейных отрезков на контурном изображении. Ниже рассматриваются два алгоритма, позволяющие находить прямые на контурном изображении. В основании первого алгоритма лежит понятие кривизны кривой. Прямая, как известно, может рассматриваться как линия с нулевой кривизной в каждой ее точке. При явном задании кривой в виде $y = f(x),\ x \in C^2([a,b])$, ее кривизна в произвольной точке вычисляется по формуле [3]

$$k = \frac{f''_{xx}}{\left(1+\left(f'_x\right)^2\right)^{3/2}}. \qquad (1)$$

Из формулы (1) следует, что равенство нулю кривизны в каждой точке прямой равносильно равенству нулю второй производной f''_{xx} в каждой точке $x \in [a,b]$.

Будем считать, что исходное полутоновое изображение уже прошло предварительную обработку и на входе мы имеем бинарное изображение – матрицу из нулей и единиц. Единицы соответствуют точкам (пикселям) контуров. Связные совокупности пикселей со значениями «1» в них образуют замкнутые или незамкнутые кривые. Требуется найти среди этих кривых прямые линии конечной длины, то есть отрезки. Будем исходить из достаточно реалистичного предположения, что на отрезке малой длины $(2k+1)$ (5-9 пикселей) кривая адекватно описывается многочленом второй степени, то есть

$$f(x) \approx a_0 + a_1(x-x_0) + a_2(x-x_0)^2,\ x \in [x_0-k, x_0+k]. \qquad (2)$$

В (2) $a_0 = f(x_0), a_1 = \partial f(x_0)/\partial x,\ a_2 = \left(\partial^2 f(x_0)/\partial x^2\right)/2$. При этом коэффициент a_2 в составе (2) в соответствии с формулой (1) характеризует кривизну кривой, образованной множеством связных пикселей, в точке x_0. На прямолинейных участках этот коэффициент должен принимать нулевые значения. В итоге задача поиска отрезков на контурном изображении свелась к получению корректной оценки коэффициента a_2 в составе (2).

Как известно, оптимальную оценку вектора $\mathbf{A} = (a_0, a_1, a_2)^T$ в составе модели (2) можно найти с помощью метода наименьших квадратов [4]. Искомая оценка имеет следующий вид

$$\hat{\mathbf{A}} = \left(\mathbf{T}^T\mathbf{T}\right)^{-1}\mathbf{T}^T\mathbf{F}. \qquad (3)$$

где $\hat{\mathbf{A}} = (\hat{a}_0, \hat{a}_1, \hat{a}_2)^T$, $\mathbf{F} = \left(f_{x_0-k}, f_{x_0-k+1}, ..., f_{x_0-1}, f_{x_0}, f_{x_0+1}, ..., f_{x_0+k-1}, f_{x_0+k}\right)$,

$$\mathbf{T}^T = \begin{pmatrix} 1 & 1 & ... & 1 & 1 & 1 & ... & 1 & 1 \\ -k & -k+1 & ... & -1 & 0 & 1 & ... & k-1 & k \\ k^2 & (k-1)^2 & ... & 1 & 0 & 1 & ... & (k-1)^2 & k^2 \end{pmatrix}.$$

Матрица $\mathbf{T}^T\mathbf{T}$, в свою очередь, будет иметь вид

$$\mathbf{T}^T\mathbf{T} = \begin{pmatrix} 2k+1 & 0 & \frac{k(k+1)(2k+1)}{3} \\ 0 & \frac{k(k+1)(2k+1)}{3} & 0 \\ \frac{k(k+1)(2k+1)}{3} & 0 & \frac{k(k+1)(2k+1)\left(3k^2+3k-1\right)}{15} \end{pmatrix},$$

а обратная к ней $\left(\mathbf{T}^T\mathbf{T}\right)^{-1}$

$$\left(\mathbf{T}^T\mathbf{T}\right)^{-1}=\frac{3}{\left(4k^2-1\right)\left(2k+3\right)}\begin{pmatrix}\left(3k^2+3k-1\right) & 0 & -5\\ 0 & \dfrac{\left(2k-1\right)\left(2k+3\right)}{k\left(k+1\right)} & 0\\ -5 & 0 & \dfrac{15}{k\left(k+1\right)}\end{pmatrix} \quad (4)$$

Формулу (3) можно переписать в следующем виде, более удобном для практического применения

$$\begin{pmatrix}\hat{a}_0\\ \hat{a}_1\\ \hat{a}_2\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\left(\mathbf{q}_0,\mathbf{F}\right)\\ \left(\mathbf{q}_1,\mathbf{F}\right)\\ \left(\mathbf{q}_2,\mathbf{F}\right)\end{pmatrix} \quad (5)$$

В (5) векторы $\mathbf{q}_0,\mathbf{q}_1,\mathbf{q}_2$ являются элементами соответственно первой, второй и третьей строк матрицы $\left(\mathbf{T}^T\mathbf{T}\right)^{-1}\mathbf{T}^T$, а выражения $\left(\mathbf{q}_0,\mathbf{F}\right),\left(\mathbf{q}_1,\mathbf{F}\right),\left(\mathbf{q}_2,\mathbf{F}\right)$ - скалярными произведениями каждого из названных векторов с вектором $\mathbf{F}$. Предметом нашего интереса является оценка $\hat{a}_2=\left(\mathbf{q}_2,\mathbf{F}\right)$. Произвольный столбец с номером j, $j\in\{-k,-k+1,\ldots-1,0,1,\ldots k\}$ матрицы $\mathbf{T}^T$ имеет вид $\left(1\ j\ j^2\right)^T$. Умножив последнюю строку матрицы $\left(\mathbf{T}^T\mathbf{T}\right)^{-1}$ (4) на вектор-столбец $\left(1\ j\ j^2\right)^T$, получим формулу для вычисления элементов вектора $\mathbf{q}_2$

$$\mathbf{q}_2=\frac{15}{k\left(k+1\right)\left(2k-1\right)\left(2k+1\right)\left(2k+3\right)}\left(3j^2-k\left(k+1\right)\right)_{j=-k}^{k}. \quad (6)$$

Формула (6) позволяет вычислять маски заданной длины $\left(2k+1\right)$, обеспечивающие получение оценок коэффициента a_2 в виде $\hat{a}_2=\left(\mathbf{q}_2,\mathbf{F}\right)$.

В соответствии с формулой (6) маски длины 5 $\left(k=2\right)$ и 7 $\left(k=3\right)$ будут иметь следующий вид

$$\mathbf{q}_2=\frac{1}{14}\left(2,-1,-2,-1,2\right),\qquad \mathbf{q}_2=\frac{1}{84}\left(5,0,-3,-4,-3,0,5\right). \quad (7)$$

Разумеется, это лишь теоретические построения. На реальных изображениях координаты пикселей являются целочисленными. По этой причине только для уравнений $y=a+x$ и $y=a-x$ пиксели будут лежать на прямых, задаваемых этими уравнениями. Если же в уравнении прямой $y=a+bx$ коэффициент b отличен от 1, то расположение пикселей будет иметь более сложную структуру [2].

Применим предложенный метод поиска прямых на контурном изображении к фрагменту контура, приведенного в работе [2] и воспроизведенного на рисунке 1.

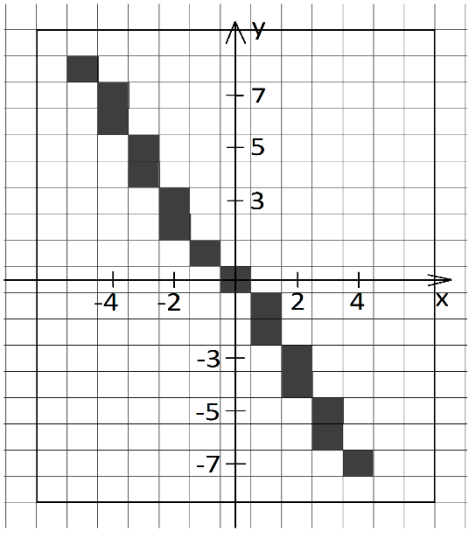


Рисунок 1. Фрагмент прямой

Исходные данные и результаты их обработки по предложенному алгоритму приведены в таблице 1.

Таблица 1.

x	-5	-4	-4	-3	-3	-2	-2	-1	0	1	1	2	2	3	3	4
$f(x)$	8	7	6	5	4	3	2	1	0	-1	-2	-3	-4	-5	-6	-7
$(\mathbf{q}_2,\mathbf{F})$	-	-	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-	-

Наличие нулей в последней строке таблицы говорит о том, что представленная на рисунке 1 совокупность пикселей может быть аппроксимирована отрезком с конечными точками $(-4,8)$ и $(4,-7)$. Параметры аппроксимирующей прямой найдем методом наименьших квадратов из нормальной системы уравнений

$$\begin{pmatrix} n & \sum\limits_{i=1}^{n} x_i \\ \sum\limits_{i=1}^{n} x_i & \sum\limits_{i=1}^{n} x_i^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum\limits_{i=1}^{n} x_i \\ \sum\limits_{i=1}^{n} x_i y_i \end{pmatrix}.$$

Для рассматриваемого примера эта система конкретизируется следующим образом

$$\begin{pmatrix} 16 & -8 \\ -8 & 128 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 8 \\ -208 \end{pmatrix}.$$

Решая систему, получаем уравнение искомой аппроксимирующей прямой $y = -0{,}323 - 1{,}645x$. Ошибки аппроксимации: максимальное ортогональное уклонение от одного из пикселей до данной прямой равно 0,579, а среднее – 0, 256 пикселя.

Оценим вычислительную сложность предложенного алгоритма. Для получения оценок $\hat{a}_2 = (\mathbf{q}_2,\mathbf{F})$ коэффициента a_2 - аналога производной второго порядка – на всех контурных линиях необходимо $(2k+1)N$ вычислительных операций. Здесь $(2k+1)$ - длина окна скольжения, N - суммарное число пикселей на всех контурных линиях. Еще $9\sum\limits_{j=1}^{s} n_j$ операций необходимо для формирования и решения систем линейных уравнений. Здесь s - число найденных прямых в составе контурного изображения, n_j - число пикселей в $j-$ой прямой. Общее число вычислительных операций - $(2k+1)N + 9\sum\limits_{j=1}^{s} n_j$.

Концам отрезков соответствуют угловые точки контура. Угловые точки можно обнаружить в процессе вычисления оценок коэффициента a_2. Если последовательность из нулей прерывается на некотором пикселе, то продолжаем вычисление оценок $\hat{a}_2 = (\mathbf{q}_2,\mathbf{F})$, пока не будет зафиксирован локальный экстремум модулей $|\hat{a}_2|$. Рассмотрим соответствующий пример. В таблице 2 приведены исходные данные и результаты вычисления оценок $\hat{a}_2 = (\mathbf{q}_2,\mathbf{F})$ для контура с угловой точкой.

Таблица 2.

x	1	2	3	4	5	6	7	8	9	9	10	11	11
$f(x)$	1	2	3	4	5	6	7	6	5	4	3	2	1
$(\mathbf{q}_2,\mathbf{F})$	-	-	0	0	0	-4	-6	-4	0	0	0	0	0

Контур образован прямыми $y = x,\ x = \overline{1,7}$ и $y = 18.01 - 1{,}501x,\ x = \overline{8,11}$ с угловой точкой $(7,7)$. Вторая прямая – это часть пикселей из предыдущего примера (рисунок 1), после сдвига вдоль соответствующего вектора. В третьей строке приведены значения оценок $\hat{a}_2$. Нетрудно видеть, что локальный максимум модулей этих оценок достигается в точке с координатами $(7,7)$. Альтернативный способ нахождения угловых точек на контурах рассмотрен в работе [5]. Он может оказаться полезным при решении более сложных задач, требующих аппроксимации контура многоугольником.

Преобразование Хафа позволяет находить на изображении не только прямые, но и другие кривые, в частности окружностей, при условии параметрического задания этих кривых. Предложенный метод теоретически также обеспечивает поиск окружностей на изображении. Окружность является кривой с постоянной кривизной в каждой ее точке. Радиус кривизны кривой в данной точке находится по формуле [3]

$$R = \frac{1}{k} = \frac{\left(1+\left(f'_x\right)^2\right)^{3/2}}{f''_{xx}} \tag{8}$$

Для реализации этой формулы необходимо вычислять в каждой точке контура одновременно оценки первой и второй производных функции $f(x)$. Эти оценки можно получить с помощью скалярных произведений $f'_x = (\mathbf{q}_1, \mathbf{F})$ и $f''_{xx} = 2\cdot(\mathbf{q}_2, \mathbf{F}) = (\tilde{\mathbf{q}}_2, \mathbf{F})$. Значит, для получения оценок производной второго порядка f''_{xx} можно использовать маски, вычисляемые по формуле (6) с дополнительным множителем 2. Например, маски длины 5 и 7 будут иметь в этом случае следующий вид

$$\tilde{\mathbf{q}}_2 = \frac{1}{7}(2,-1,-2,-1,2), \quad \tilde{\mathbf{q}}_2 = \frac{1}{42}(5,0,-3,-4,-3,0,5). \tag{9}$$

Здесь $\tilde{\mathbf{q}}_2 = 2\cdot\mathbf{q}_2$.

Для получения маски, с помощью которой можно будет вычислять оценки производной первого порядка f'_x, умножим вторую строку матрицы $\left(\mathbf{T}^T\mathbf{T}\right)^{-1}$ (4) на вектор-столбец $\left(1\ j\ j^2\right)^T$

$$\mathbf{q}_1 = \frac{3}{k(k+1)(2k+1)}(0\,1\,0)\begin{pmatrix}1\\ j\\ j^2\end{pmatrix} = \frac{3}{k(k+1)(2k+1)}(j)_{j=-k}^{k}. \tag{10}$$

Маски длины 5 и 7 для вычисления производной f'_x в соответствии с (10) будут иметь следующий вид

$$\mathbf{q}_1 = \frac{1}{10}(-2,-1,0,1,2), \quad \mathbf{q}_1 = \frac{1}{28}(-3,-2,-1,0,1,2,3). \tag{11}$$

Заметим, что при вычислении оценок производных f'_x, f''_{xx} коэффициенты $\frac{1}{7}$, $\frac{1}{42}$ в (9) $\frac{1}{10}$, $\frac{1}{28}$ в (11) опускать уже нельзя.

Эксперименты с обнаружением окружностей в данной работе не проводились. Можно лишь отметить, что теоретически обоснованный алгоритм вычисления радиуса окружности 9формулы (8)-(11) может столкнуться с проблемой больших погрешностей в пиксельном пространстве.

Литература

1. Hough, P. V. Machine analysis of bubble chamber pictures // International conference on high energy accelerators and instrumentation. Т. 73. 1959. – С. 2.
2. Ершов Е.И., Терехин А.П., Карпенко С.М., Николаев Д.П. О точной оценке неточностей аппроксимации прямых в алгоритме быстрого преобразования Хафа // ИТиС. 2015. – С. 858-868.
3. Фихтенгольц Г.М. Курс дифференциального и интегрального исчисления. – М.: Наука, т.1. 1966. – 608 с.
4. Кендалл М.Дж., Стьюарт А. Многомерный статистический анализ и временные ряды. – М.: Наука. 1976. – 736 с.
5. Anatoly I. Novikov, Victoria A. Sablina, Michael B. Nikiforov, Alexander A. Loginov, Contour Analysis and Image Superimposition Task in Computer Vision System, The 11th International Conference on Pattern Recognition and Image Analysis: New Information Technologies (PRIA-11-2013), Samara, Russian Federation, 2013, vol. I, – Pp. 282- 285.

LINES DETECTION ON CONTOUR IMAGE FAST ALGORITHM

Professor Novikov A.I.[1], master student Melnikova E.S.[2]

[1]V.F. Utkin Ryazan State Radio Engineering University,
[2]Free University of Berlin

A lines detection on contour image and parameters estimation fast algorithm was proposed. The algorithm is based on property straight lines as curves with zero curvature. Which is the same as equality to zero of the second derivative of the curve function at each contour point. The second derivative at each contour pixel was estimated in sliding mode by convolving vector of pixel coordinates with finite length using a special mask. This algorithm also finds the endpoints of the segment. The line parameters were computed by the method of least squares. The algorithm has linear complexity, multiple of number of contour pixels on the binary image.

ОЦЕНИВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА СЛЕЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПИРАМИДАЛЬНОГО МЕТОДА ЛУКАСА-КАНАДЕ В УСЛОВИЯХ РАЗМЫТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ

д.т.н. Алпатов Б.А[1], к.т.н. Бабаян П.В.[1], Буйко С.А.[2],
Вдовкин Л.А.[2],студ. Орехова А.М.[1], Сиренко А.В.[2]

[1]Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина,
[2]Российский федеральный ядерный центр – Всероссийский НИИ экспериментальной физики,

Одним из эффективных способов повышения качества отслеживания объектов является совместное использование нескольких базовых алгоритмов слежения, которое позволяет объединить их преимущества и устранить недостатки. Для совместного использования алгоритмов требуется оценка эффективности работы каждого базового алгоритма в реальном времени. В работе предлагаются критерии оценивания эффективности слежения алгоритма на основе пирамидальной реализации метода Лукаса-Канаде (LKP). Экспериментальные исследования проводились в условиях размытия изображения с использованием синтетических изображений и на натурных видеосюжетах. Результаты исследований подтверждают применимость рассмотренного в работе подхода на практике.

I. ВВЕДЕНИЕ

В работе 1 представлен подход к повышению качества слежения на основе использования двух типов метрик работоспособности. Важным является оценивание эффективности слежения в условиях размытия изображения, вызванного расфокусировкой оптической системы. Первый тип метрик (количественные характеристики работоспособности – КХР) предполагает использование эталонной информации о траектории движения объекта, его форме и размерах. Второй тип (признаки работоспособности – ПР) вычисляются на основе информации, получаемой в процессе обработки наблюдаемой видеопоследовательности. Помехоустойчивое слежение реализуется при этом путем выполнения следующих этапов.

1. В процессе слежения вычисляются ПР для каждого из базовых алгоритмов.
2. На основании найденной заранее связи между вычисленными ПР и КХР определяются оценки КХР для каждого из алгоритмов.
3. На основе сравнения оценок КХР производится выбор алгоритма слежения, обеспечивающего наилучшее значение КХР.

2. СЛЕЖЕНИЕ НА ОСНОВЕ ПИРАМИДАЛЬНОГО АЛГОРИТМА ЛУКАСА-КАНАДЕ

В данной работе исследовались возможности оценивания качества работы для алгоритма слежения, в котором на первом кадре видеосюжета выполнялись следующие операции:

1. Выделение границы объекта в заданной области изображения путем использования метода наращивания областей.
2. Выбор на границе объекта опорных точек с некоторым шагом. В данной работе используется шаг 2-3 пиксела.

В дальнейшем слежение за объектом осуществляется с применением многомасштабного алгоритма Лукаса-Канаде [2]. Алгоритм основан на оценивании векторов оптического потока в точках изображения. При этом для сокращения вычислительных затрат при значительных смещениях объекта используется построение пирамиды изображений.

3. КОЛИЧЕСТВЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАБОТОСПОСОБНОСТИ

Желаемым результатом работы алгоритма определения координат является полное совпадение эталонных координат центра объекта в текущем кадре $x_Э(n)$, $y_Э(n)$ с результатами их оценки $x_И(n)$, $y_И(n)$. На практике, вследствие наличия аддитивных шумов и других искажений, возможны ошибки определения координат. В таком случае можно считать, что координаты объекта были определены в данном кадре, если разность между эталонными и вычисленными координатами не превышает заданной величины, связанной с размерами объекта. В качестве такой величины можем принять размер диагонали прямоугольника, ограничивающего эталонное изображение объекта $d_{\max}(n)$ в данном кадре видеопоследовательности. Если ширина и высота ограничивающего прямоугольника в данном кадре соответственно $a_Э(n)$ и $b_Э(n)$, то

$$d_{\max}(n) = \sqrt{a_Э(n)^2 + b_Э(n)^2} \quad (1)$$

Будем считать, что ошибка определения координат центра объекта на *n*-м кадре равна:

$$e'_c(n) = \sqrt{e_x^2(n) + e_y^2(n)} \tag{2}$$

где $e_x(n) = x_Э(n) - x_И(n)$ и $e_y(n) = y_Э(n) - y_И(n)$ – ошибки вычисления координат по горизонтали и вертикали, соответственно. При превышении ошибки определения координат $e'_c(n)$ на *n*-м кадре допустимой величины $d_{\max}(n)$ будем ограничивать значение ошибки, т.е. $e_c(n) = \min\{e'_{centr}(n),\ d_{\max}(n)\}$. Под потерей объекта понимается превышение ошибки измерения координат σ диагонали прямоугольника $d_{\max}$. Введем в рассмотрение следующие КХР.

КХР №1 – Среднее отклонение вычисленного центра объекта от эталонного значения

$$\bar{e}_{centr} = \sum_{n=1}^{N} e_{centr}(n) \Big/ N, \tag{3}$$

где *N* – количество кадров в видеосюжете.

КХР №2 – СКО отклонения вычисленного центра объекта от эталонного значения

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N} e_{centr}^2(n)}{N} - \bar{e}_{centr}^2}\ . \tag{4}$$

КХР №3 – Отношение среднеквадратической ошибки измерения координат σ к величине диагонали $d_{\max}$.

КХР №4 – Коэффициент $K_{сл}$, характеризующий эффективность процесса слежения

$$K_{сл} = 1 - \frac{L}{N}\ , \tag{5}$$

где *L* – число потерь объекта.

При проведении экспериментальных исследований на синтетических сюжетах применялись КХР №1 и КХР №2, а на натурных – КХР №3 и КХР №4.

4. ПРИЗНАКИ РАБОТОСПОСОБНОСТИ

ПР дают оценочную характеристику работоспособности алгоритма, но они, как правило, коррелируют с КХР. Существенным недостатком ПР по сравнению с КХР является невозможность непосредственного сравнения качества оценивания координат для различных алгоритмов, поскольку ПР, характеризующие разные алгоритмы определения координат, обычно не совпадают ни по размерности, ни по диапазону значений [3].

Чем выше точность определения координат и лучше работа алгоритма, тем большие значения должны принимать ПР. В ходе выполнения работы были предложены следующие признаки работоспособности алгоритма.

ПР №1. Сумма времен жизни точек, отнесенная к длине видеосюжета.

Под временем жизни точки понимается число кадров от появления точки до ее исчезновения. Чем дольше существует каждая точка, тем выше значение признака и точность решения задачи слежения. Данный параметр вычисляется из выражения:

$$t_{сум} = \sum_{i=1}^{N} N_{сл}(i) / N\ , \tag{6}$$

где $N_{сл}(i)$ – число отслеживаемых алгоритмом определения координат точек в кадре *i*.

Следующий признак характеризует окрестность особой точки. Качество слежения за особыми точками зависит от собственных чисел λ_1, λ_2 системной матрицы, используемой в алгоритме Лукаса-Канаде. В данной работе предлагается анализировать минимальное значение из собственных чисел $\lambda_{\min}$. Более

подходящие для отслеживания точки имеют большие значения собственных чисел. Схожий подход применяется в детекторах особых точек [4].

ПР №2. Сумма минимальных собственных чисел, отнесенная к числу кадров, рассчитывается следующим образом:

$$\lambda_{сум} = \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N_{сл}(i)} \lambda_{\min j}(i) / N, \quad (7)$$

где $\lambda_{\min j}(i)$ – минимальное собственное число точки j в кадре i.

ПР №3. Сумма времен жизни точек, отнесенное к межкадровому СКО.
Межкадровое СКО отслеживаемых точек может быть оценено следующим образом:

$$\sigma_{sh} = \sqrt{\tilde{\sigma}_x^2 + \tilde{\sigma}_y^2}, \quad (8)$$

где $\tilde{\sigma}_x^2 = \sum_{i=1}^{N} \left[\sum_{j=1}^{N_{сл}(i)} (d_{x,j}(i) - \bar{d}_x(i))^2 / N_{сл}(i) \right] / N$, $\tilde{\sigma}_y^2 = \sum_{i=1}^{N} \left[\sum_{j=1}^{N_{сл}(i)} (d_{y,j}(i) - \bar{d}_y(i))^2 / N_{сл}(i) \right] / N$, $(d_{x,j}(i), d_{y,j}(i))$ – межкадровое отклонение координат точки j в кадре i,
$(\bar{d}_x(i), \bar{d}_y(i))$ – усредненное межкадровое отклонение координат точек в кадре i.

В процессе проведения исследований для более точного учета числа найденных точек объекта предлагается в качестве ПР №3 использовать $Q = t_{sum} \sigma_{sh}^{-1/2}$.

Для выбора наиболее подходящих признаков работоспособности необходимо провести экспериментальные исследования на тестовой базе видеосюжетов.

5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Экспериментальные исследования проводились с использованием синтетических и реальных изображений. Исследовалась эффективность слежения в разных условиях наблюдения и при искажениях, вызванных размытием изображений.

Для экспериментального исследования влияния размытия на работоспособность алгоритма определения координат и исследования разработанных ПР была создана база из 33 синтезированных видеосюжетов. Видеосюжеты генерировались с однородным фоном, на который накладывался объект эллиптический формы размером 35x50 пикселей с равномерной яркостью. Сгенерированное изображение объекта искажалось при помощи синтезированных масок на основе гауссовского фильтра. Использование гауссовского фильтра позволяет моделировать расфокусирование линзы камеры. В ходе исследования использовалась квадратная маска размером 78x78 пикселей. СКО гауссовского фильтра изменялось в диапазоне 0,1 до 20 с переменным шагом. Экспериментальные исследования влияния размытия на работоспособность алгоритма показали, что с увеличением СКО гауссовского фильтра падает точность определения координат объекта. Наиболее показательны оказались ПР №2 и ПР №3, приведем графики их изменения при увеличении СКО гауссоиды на рисунке 1.

Соответствующие значения КХР №1 и КХР №2 приведены на рисунке 2.

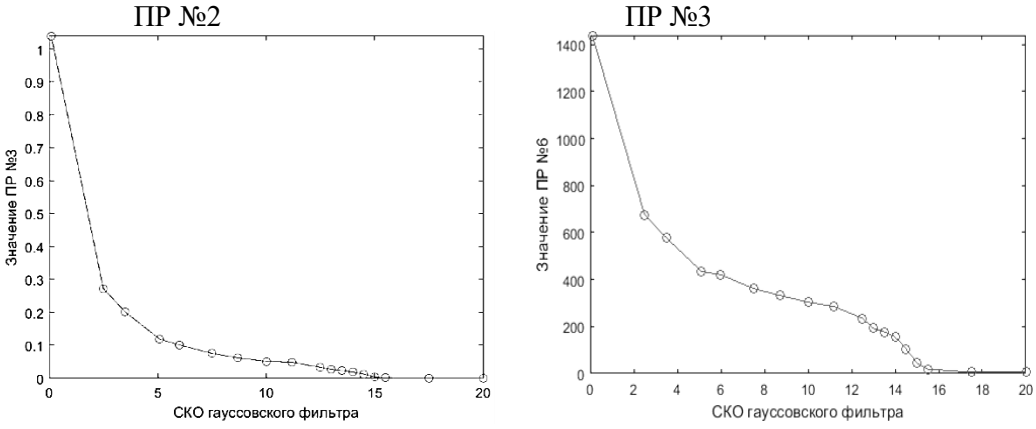


Рисунок 1. Графики изменения ПР №2 и ПР №3 при увеличении СКО гауссовского фильтра

Анализ поведения графиков позволяет сделать вывод о наличии связи между ПР и КХР, так меньшим

значениям признаков соответствуют большие значения количественных характеристик работоспособности. Эффективность работы рассматриваемого алгоритма заметно падает при СКО более 14.

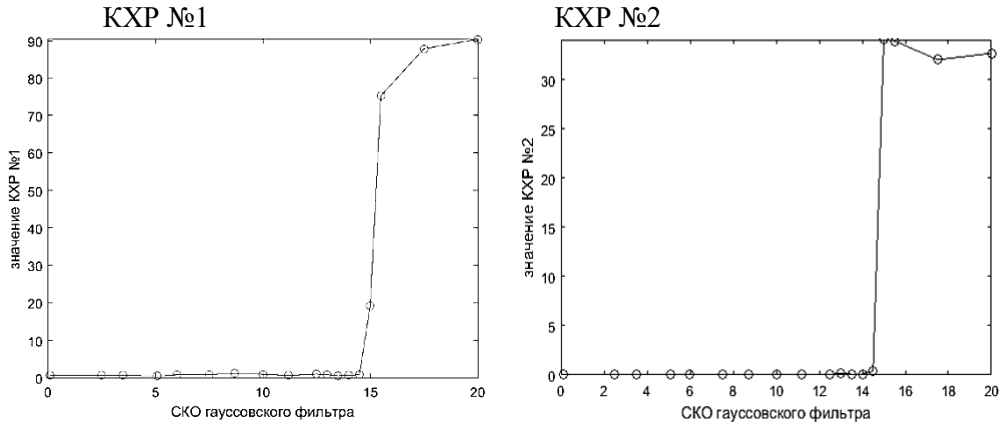


Рисунок 2. Графики изменения КХР№1 и КХР№2 при увеличении СКО гауссовского фильтра

Приведем результаты исследования алгоритма слежения на основе метода Лукаса-Канаде на натурных видеосюжетах. На изображениях также присутствовало размытие, возникающее вследствие неидеальности оптической системы. Было проанализировано качество слежения для 10 видеосюжетов, содержащих объекты, наблюдаемые на фоне неба и облаков. В качестве объектов выступали различные летательные аппараты. Размеры объектов изменялись от 4x4 до 30x20 пикселей. Все объекты были разделены на три основных группы, в первой – объекты устойчиво отслеживались в последовательности кадров, во второй – объекты отслеживались неустойчиво, а в третьей – наблюдались многочисленные потери объектов. Значения КХР №1 и №2 могут быть непоказательны при значительных изменениях размеров объекта в сюжетах и неточностях при формировании эталонных данных, поэтому используются КХР №3 и КХР №4, которые для большей наглядности в дальнейшем отображаются в процентах.

Целью исследования являлось получение признаков, высоким значениям которых соответствует высокая точность измерения координат объектов и слежения, а низким – неустойчивое во времени слежение. Приведем таблицу результатов, в которую сведены значения признаков (таблица 1). В таблице 1 также приведена визуальная качественная оценка процесса слежения.

Анализ данных показывает, что более целесообразным является использование признаков №2 и №3. Меньшим значениям признаков соответствует визуально худшее качество слежения. Признак ПР №1 не всегда является релевантным при описании качества слежения. Значения признаков коррелируют со значениями КХР и уменьшаются при переходе от группы видеосюжетов №1 к группе №3.

Таким образом, можно сделать вывод о целесообразности использования признаков работоспособности для оценки качества слежения алгоритма на основе метода Лукаса-Канаде в условиях размытия изображения.

Таблица 1.

Значения ПР и КХР для тестовых видеосюжетов

Номер сюжета в группе	**ПР**			**КХР**		**Качественная оценка**
	№1	**№2**	**№3**	**№3**, %	**№4**, %	
1	8,00	1,34	144,4	31	100	“устойчивое”
2	14,00	1,09	186,9	14	100	“устойчивое”
3	7,63	0,35	136,1	69	100	“устойчивое”
4	7,00	0,80	1627,5	9	100	“устойчивое”
Среднее по группе №1	**9,16**	**0,89**	**523,7**	**30,6**	**100,0**	**“устойчивое”**
1	22,12	0,04	48,5	55	85	“неустойчивое”
2	1,39	0,05	25,6	51	39	“неустойчивое”
3	5,94	0,15	23,9	40	46	“неустойчивое”
Среднее по группе №2	**9,82**	**0,08**	**32,7**	**48,7**	**56,7**	**“неустойчивое”**
1	1,02	0,03	0,0	61	20	“не следит”
2	0,16	0,00	0,0	79	8	“не следит”
3	1,05	0,01	0,0	46	20	“не следит”
Среднее по группе №3	**0,74**	**0,01**	**0,0**	**62,0**	**16,0**	**“не следит”**

В дальнейшем предполагается использование нескольких признаков работоспособности при построении более сложного подхода, позволяющего объединить результаты работы нескольких базовых алгоритмов для повышения эффективности процесса слежения за объектами.

Литература

1. Boris Alpatov, Pavel Babayan, Sergey Smirnov. Object tracking in the video sequence based on the automatic selection of the appropriate coordinate estimation method \\ Proc. SPIE 8542, Electro-Optical Remote Sensing, Photonic Technologies, and Applications VI, 85420N (November 19, 2012).
2. Bouguet J.Y. Pyramidal implementation of the affine Lucas-Kanade feature tracker description of the algorithm // Intel Corporation. – 2001. – vol.5. – pp. 1-10.
3. Алпатов Б.А., Бабаян П.В., Смирнов С.А. Автоматический выбор метода измерения координат в системах обнаружения и сопровождения объектов // Цифровая обработка сигналов и ее применения: Тез. докл. 11-й междунар. конф. Том 2. – М., 2009. – С. 443-445.
4. Shi J. et al. Good features to track // IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). – 1994. – pp. 593-600.

EFFICIENCY OF TRACKING ALGORITHM BASED ON PYRAMID LUCAS-KANADE METHOD IN BLURRY CONDITIONS

Alpatov B.A[1], Pavel P.V[1], Buiko S.A.[2], Vdovkin L.A[2],
Orekhova A.M[1], Sirenko A.V[2]

[1]Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
59/1, Gagarin St., Ryazan, Russia, 390005
[2]Russian Federal Nuclear Center – All-Russian Research Institute of Experimental Physics,
37, Mira Ave., Sarov, Nizhni Novgorod region, Russia, 607188

One of the effective ways to improve object tracking performance is a fusion of base tracking algorithms to enhance advantages and eliminate some disadvantages. The fusion of base tracking algorithms in real-time applications is based on estimation of performance indicators. In this paper we propose performance indicators for object tracking algorithm based on the pyramidal implementation of Lukas-Kanade tracker. Performance indicators are correlated with statistical parameters of object coordinate position error. The experimental research has been performed using synthetic and real-world image sequences in blurry conditions. Results can be used in more complex tracking algorithm that combines different basic approaches.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ГЛУБОКОГО ОБУЧЕНИЯ ПРИ ФРАКТАЛЬНОМ КОДИРОВАНИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

проф., д.т.н. Карцов С.К.[1], доц., к.т.н. Куприянов Д.Ю.[2],
инж. Зыков А.Н.[1], доц., к.т.н. Поляков Ю.А.[3, 4]

[1]Московский автомобильно-дорожный государственный технический университет
[2]Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»
[3]Национальный исследовательский технологический университет «МИСиС»
[4]Московский государственный технологический университет «СТАНКИН»

Хотя в настоящее время существует достаточно много алгоритмов, имеющих своей целью кодирование изображений, продолжаются работы по изучению возможностей применения новых подходов в старых, давно используемых алгоритмах и методах кодирования и сжатия изображений. Одним из таких методов является алгоритм фрактального кодирования изображения. В процессе кодирования данный алгоритм использует наличие самоподобия между отдельными фрагментами изображения. В предложенной

работе делается попытка использования методов глубокого обучения для поиска самоподобия между отдельными частями изображения при проведении фрактального кодирования изображения.

Введение

С развитием определённых областей информационных технологий, методы и подходы из одной области начинают применять в другой области. Происходит синтез, в результате которого рождаются идеи, которые раньше были невозможны по целому ряду причин. В области кодирования графической информации происходит то же самое. С развитием методов искусственного интеллекта, некоторые из них стали активно применяться в цифровой обработке сигналов и обработке графической информации в частности. Удаление шума, фона и различных объектов с изображения, генерация, синтез и преобразование изображений, распознавание объектов на изображении и семантики самого изображения и ещё много различных интересных реализаций. Работа с графической информацией – наверно, самая востребованная на первом этапе знакомства с искусственным интеллектом область его применения. В предложенной работе предлагается использовать один из подходов искусственного интеллекта в области машинного обучения – так называемое, глубокое обучение для обработки изображений методом фрактального кодирования изображений.

Фрактальное кодирование

Рассмотрим коротко принцип фрактального кодирования или сжатия изображений. Фрактальное кодирование изображений [1, 2], хотя и очень редко используемый, но наиболее мощный принцип сжатия изображений. Он отличается как высокой степенью сжатия, превосходящей другие известные алгоритмы, так и скоростью восстановления исходного изображения из сжатого состояния.

Фрактальное кодирование изображения основано на нахождении множества сжимающих преобразований, которые отображают доменные блоки во множество ранговых блоков (рисунок 1). Базовый алгоритм фрактального кодирования включает следующие шаги. Изображение разбивается на прямоугольные ранговые блоки. Ранговые блоки не пересекаются и покрывают всё изображение. Далее изображение покрывается множеством доменных блоков. Доменные блоки могут пересекаться и иметь разный размер. Далее для каждого рангового блока необходимо найти такой доменный блок, что сжимающее отображение наилучшим образом аппроксимирует этот доменный блок в выбранный ранговый блок. В качестве сжимающего отображения, в основном, применяют аффинные преобразования. Чтобы аффинное преобразование было сжимающим, размеры доменного блока должны превышать размеры рангового блока. Аффинное преобразование включает поворот, сжатие, масштаб и отражение. Параметры этого преобразования сохраняются для дальнейшего восстановления рангового блока. Качество восстановления зависит от возможности нахождения как можно лучшей аппроксимации между ранговым и доменным блоком при помощи аффинных преобразований.

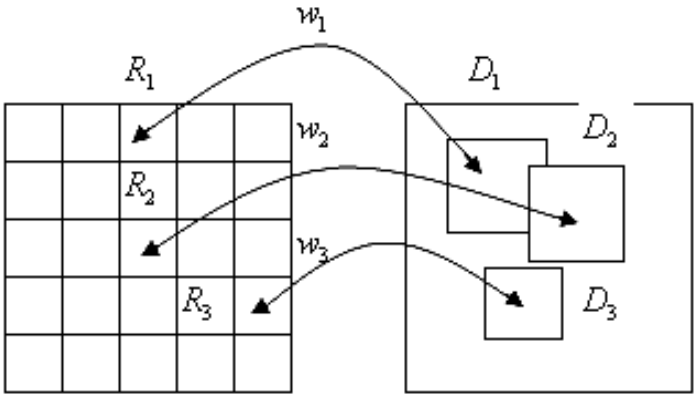


Рисунок 1. Отображение ранговых блоков в доменные

Процесс декодирования происходит путём итеративного применения сохранённых аффинных преобразований для каждого рангового блока к произвольному начальному изображению. Если преобразования были выбраны корректно, то декодированное изображение будет близко к исходному изображению.

Глубокое обучение

Глубокое обучение – это совокупность методов машинного обучения, которые представляют класс алгоритмов, предназначенных для имитации работы человеческого мозга в процессе обработки данных [5] (рисунок 2).

Рисунок 2. Искусственный интеллект, машинное и глубокое обучение

Машинное обучение – это область науки, в которой машины учатся решать задачи, для которых они не были запрограммированы непосредственно [4]. Одной из основных проблем при применении методов машинного обучения является приведение исходных данных к виду, более пригодному для обработки этими методами. Приходилось вручную улучшать представление своих данных. Это процедура носит название конструирование признаков. Глубокое обучение, в отличие от остальных методов машинного обучения, полностью автоматизирует этот процесс. Все признаки извлекаются во время работы алгоритма, без необходимости их конструирования вручную. Это значительно упрощает процесс машинного обучения. Глубокое обучение в настоящее время основано на применении многослойных нейронных сетей [6]. Одними из видов нейронных сетей, предназначенных для обработки изображений, являются свёрточные нейронные сети. Своим названием они обязаны использованию операции свёртки, по крайней мере, в одном слое нейронной сети. Слой свёртки – это основной блок свёрточной нейронной сети. Операция свёртывания извлекает шаблоны из своей входной карты признаков и применяет одинаковые преобразования ко всем шаблонам, производя выходную карту признаков. Свёртка определяется двумя ключевыми параметрами:

- размером шаблонов, извлекаемых из входных данных (обычно 3 x 3 или 5 x 5);
- глубиной выходной карты признаков, равной количеству фильтров, вычисляемых свёрткой.

Слой свёртки включает в себя для каждого канала свой фильтр, ядро свёртки которого обрабатывает предыдущий слой по фрагментам. Весовые коэффициенты ядра свёртки неизвестны и устанавливаются в процессе обучения (рисунок 3).

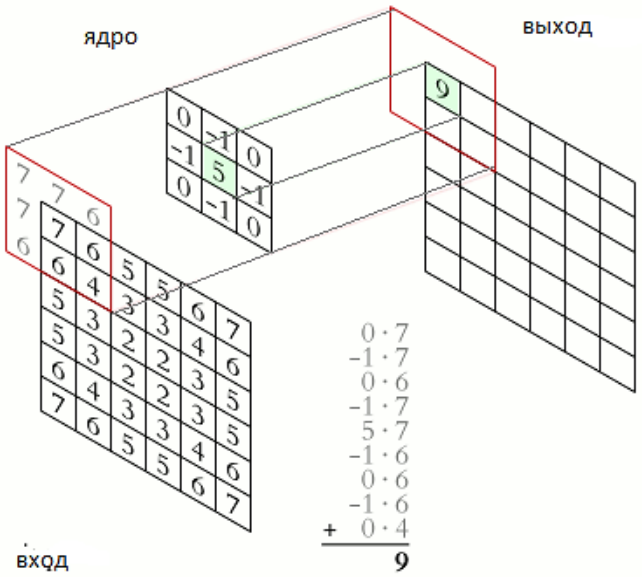


Рисунок 3. Процесс свёртки

Свёрточные слои изучают локальные шаблоны на изображении (рисунок 4). Эта характеристика наделяет свёрточные нейронные сети двумя важными характеристиками:

- шаблоны, которые они изучают, являются инвариантными в отношении переноса;
- они могут изучать пространственные иерархии признаков шаблонов.

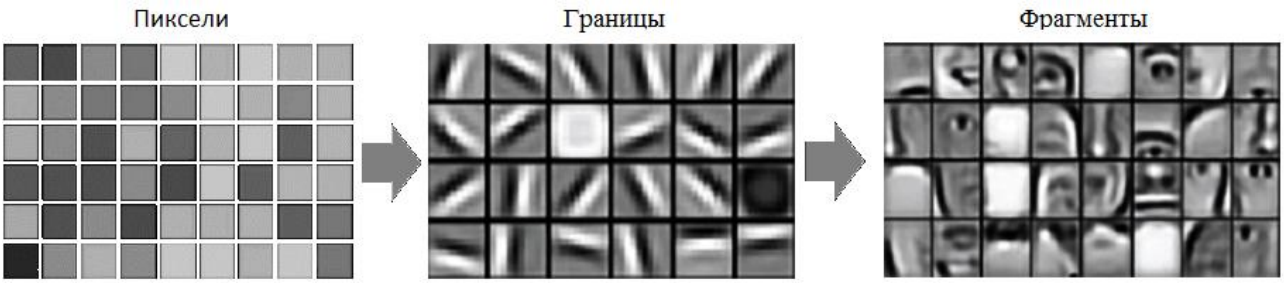


Рисунок 4. Иерархия признаков шаблонов изображения

Эти свойства свёрточных нейронных сетей представляется возможным использовать при фрактальном кодировании изображений, для поиска соответствия между ранговыми и доменными блоками при помощи полученной иерархии признаков.

Эксперимент

Возьмём исходное изображение. Построим нейронную сеть с несколькими свёрточными слоями. Возьмём определённое количество фильтров размером с ранговую область и проведём обучение нейронной сети. В результате получим карту признаков ранговых областей с глубиной, равной количеству взятых фильтров (рисунок 5).

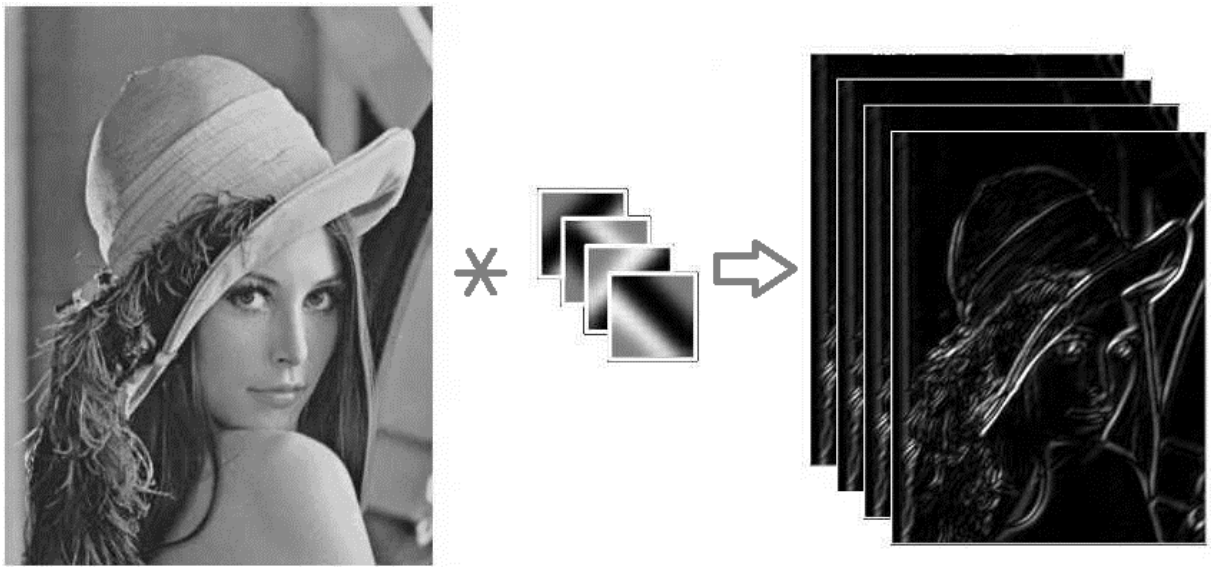


Рисунок 5. Операция извлечения карт признаков

Далее полученные признаки необходимо объединить по группам. Для этого будем использовать метод кластеризации. Кластеризация является процессом категоризации нашего набора признаков. Идея состоит в том, что элементы в одном кластере «ближе» друг другу, чем элементы, принадлежащие другим кластерам.

Для проведения кластеризации используется множество алгоритмов, например, метод *k*-средних или самоорганизующиеся карты. Это методы работы без учителя, и им не требуется проведение предварительного обучение нейронной сети. Алгоритм *k*-средних является старым, но надёжным способом кластеризации данных. Символ *k* в названии обозначает число используемых при кластеризации средних.

В нашем случае кодирования, хотя нам и известно заранее, сколько ранговых блоков содержит изображение, но разные ранговые области могут быть похожи и принадлежать к одному кластеру. Мы будем проводить кластеризацию, используя самоорганизующиеся карты. При данной операции происходит автоматическое сближение сходных элементов данных. В данном методе не делается предположение о числе кластеров. Используя данный метод, проведём кластеризацию полученных карт признаков ранговых блоков. Следующий шаг –получение карт признаков доменных блоков. Для этого, уменьшив исходное изображение в два раза, определим пул доменных блоков. Размер доменных блоков равен размеру ранговых, поэтому мы будем использовать тот же набор фильтров для проведения свёртки при помощи нейронной сети. Проведём кластеризацию полученной в процессе обучения карты признаков доменных блоков с использованием метода самоорганизующихся карт. Теперь можно определить те ранговые и доменные блоки, которые принадлежат одному кластеру. Для более точного подбора похожести между ранговым и доменным блоком, можно использовать степень их близости друг к другу внутри кластера. Если сходства внутри одного кластера между данными блоками нет, можно выбрать наиболее «близкий» блок из соседнего кластера.

Заключение

Подход, предложенный в работе, позволил получить хорошие экспериментальные результаты и продемонстрировал, что синтез знаний из различных областей компьютерной обработки данных, способен дать новый толчок дальнейшему изучению, а также предложить новые методы решения старых задач и надежду, что продолжение исследований в данной области способно вывести результаты исследований на новый уровень.

Литература

1. Barnsley M., Hurd L. Fractal Image Compression, Wellesley, MA: A.K. Peters, Ltd., 1993.
2. Jacquin A.E. Fractal image coding: A review // Proceedings of the IEEE, 1993. Vol. 81(10). P. 1451 – 1465.
3. Welstead S. Fractal and Wavelet Image Compression Techniques // Tutorial Texts in Optical Engineering, SPIE Publications, 1999. Vol. 40.
4. Shukla N. Machine Learning with TensorFlow // Manning Publication, Shelter Island, 2018.
5. Chollet F. Deep Learning with Python // Manning Publication, Shelter Island, 2017.
6. Aggarwal C. Neural Networks and Deep Learning. A Textbook: Springer, 2018.
7. https://wikipedia.org

USING OF DEEP LEARNING AT FRACTAL ENCODING IMAGES

Prof. Kartsov S.K.[1], Ph.D. Kupriyanov D.Yu.[2],
eng. Zykov A.N.[1], Ph.D. Polyakov Yu.A.[3, 4]

[1]Moscow Automobile and Road Construction Technical University (MADI)
[2]National Research Nuclear University «MEPhI»
[3]National University of Science and Technology «MISiS»
[4]Moscow State University of Technology «STANKIN»

Although there are currently quite a few algorithms of encoding images, work is continuing to explore, how new approaches can be applied to old, long-used algorithms and methods for encoding and compressing images.

One of these methods is the fractal image encoding algorithm. In the coding process, this algorithm uses the presence of self-similarity between individual image fragments. The proposed work attempts to use deep learning methods to find self-similarity between individual parts of an image, when performing fractal image encoding.

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ФРАКТАЛЬНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

к.т.н., доц. Привезенцев Д.Г., д.т.н., проф. Жизняков А.Л.,
к.т.н., доц. Кульков Я.Ю., к.т.н., доц. Белякова А.С.

Владимирский государственный университет имени
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых

Целью работы является создание теоретических основ обработки нечетких многомасштабных последовательностей цифровых изображений, включая описание нечетких представлений цифровых изображений и математических моделей нечетких многомасштабных последовательностей.

Разработанную авторами систему фрактальных признаков предлагается модифицировать путем использования функции принадлежности в качестве основной метрики, что позволить использовать нечеткую логику в формировании значений признаков. Предлагается новая модель и новая система признаков, основанные на формировании многомасштабной фрактальной последовательности, которая позволит разработать новые алгоритмы обработки изображений, отличающиеся от существующих возможностью использования нечетких выводов и результатов.

Введение

Не смотря на всю мощь современных алгоритмов обработки цифровых изображений, а также при непрерывном росте объёмов обрабатываемой информации, иерархические методы представления и обработки изображений являются первостепенными и требуют наличия эффективных алгоритмов решения реальных задач, в частности в задаче дефектоскопии. Кроме того, остро стоит проблема представления исходных данных в вид сжатых информативных данных, для формирования которых, в частности, используется многомасштабное представление. На сегодняшний момент, создано большое число методов и алгоритмов многомасштабной обработки алгоритмов, однако актуальной остается задача разработки более быстрых и точных подходов к формированию векторов признаков изображений для их дальнейшего анализа.

Научная значимость определяется комплексным подходом к решению задачи извлечения полезной информации из цифровых изображений, основанном на нечетком многомасштабном представлении и анализе взаимосвязей между свойствами изображения на разных масштабах рассмотрения [1, 2, 3, 4]. Многомасштабные методы обработки изображений зарекомендовали себя как мощный инструмент извлечения информации на разных масштабах рассмотрения. Также одним из перспективных подходов в обработки изображений является использование нечеткой логики и нечетких множеств [5, 6]. Поэтому, новый подход, основанный на симбиозе этих подходов, даст новые результаты в виде теоретических положений и методов обработки изображений.

Основы многомасштабной последовательности цифровых изображений

Последовательностью изображений f_n назовем, каким-либо образом упорядоченное, некоторое множество изображений f, присвоив каждому изображению индекс:

$$\{f_n\} = \{f_0, f_1, \dots, f_n\} \quad (1)$$

Так как каждое изображение из исходного множества f однозначно характеризуется набором признаков X, можно построить тождественную последовательность:

$$\{X_n\} = \{X_0, X_1, \dots, X_n\}$$

Выбор множества признаков должен осуществляться с учетом того, что практическое использование последовательностей изображений предполагает, что все элементы последовательности каким-либо-образом связаны друг с другом и для них можно определить расстояние:

$$d_x(f, g) = \| X_f - X_g \|$$

Пусть имеется некоторая конечная последовательность цифровых изображений $\{f_n\}$, сформированная на основе применения какого-либо оператора T к исходному изображению f. Изображение f_n является верхней границей последовательности. Также существует еще как минимум одно изображений f_0, не тождественное f_n являющееся нижней границей последовательности.

Разработка математической модели нечеткой фрактальной цифровой последовательности изображений

Согласно нечеткой фрактальной модели [7, 8] цифровое изображение представляет собой нечеткое множество:

$$f = \{R_m\}, R_i = \{ D_j, \mu_R(D_j) \mid D_j \in D \} \quad (2)$$

где R_i – ранговый блок изображения, D_j – доменный блок изображения, получаемые алгоритмом фрактального кодирования, $\mu_R(D)$ – степень принадлежности доменного блока к нечеткому фрактальному представлению изображения.

В (1) изображение f_0 является верхней границей последовательности и представляет собой подмножество α-уровня, где в качестве значения α используется максимальное значение функции принадлежности R_i:

$$f_n = \{R_m^{\max}\}, R_i^{max} = R_i^{\alpha_i} = \left\{ D_j \,\middle|\, \mu_{R(D_j)} = \alpha_i = \max_k \mu_R(D_k) \right\}$$

Аналогично, изображение $f^{(0)}$ является нижней границей последовательности и представляет собой подмножество α-уровня, где в качестве значения α используется максимальное значение функции принадлежности для R_i:

$$f_0 = \left\{R_m^{min}\right\}, R_i^{min} = R_i^{\alpha_i} = \left\{ D_j \mid \mu_{R(D_j)} = \alpha_i = \min_k \mu_R(D_k) \right\}$$

Остальные изображения в последовательности $\{f_1, f_2, \dots, f_{n-1}\}$ также являются α-срезами исходного нечеткого множества. Значения α выбираются исходя из конкретной решаемой задачи, но в пределах следующего неравенства:

$$\min_k \mu_{R(D_k)} < \alpha < \max_k \mu_{R(D_k)}$$

На практике чаще всего используется равномерное распределение значений α.

Пусть также существует последовательность дополнений $\{g_m\}$.

Разработанная фрактальная модель цифрового изображения является прямым фрактальным преобразованием. Причем, существует обратное фрактальное преобразования. Однако, восстановленное изображения не является тождественным к исходному изображения. Другими словами, при использовании оператора формирования фрактального представления часть исходной информации теряется и использовать точное восстановление исходного изображения невозможно.

Для частичного устранения указанной проблемы используется дополнение к последовательности:

$$g = \{g_n\}, g_i = f_i - f_{i-1}, g_o = \emptyset.$$

Заключение

Таким образом, нечеткая фрактальная последовательность изображений может восприниматься как иерархическая многомасштабная структура, состоящая из ряда уровней, каждый из которых характеризует определенный набор промежуточных представлений между верхней и нижней границами последовательности.

При переходе к каждому следующему уровню происходит определенное абстрагирование свойств изображения: каждый последующий уровень характеризует более широкий класс изображений.

Разработка алгоритмов обработки последовательностей изображений предполагает решение трех взаимосвязанных задач:

1. Выбор оператора формирования последовательности.
2. Выбор вида последовательности ($\{f_m\}$, $\{g_m\}$ или их комбинации).
3. Обработка и анализ сформированной последовательности.

При этом, необходимо решить задачу обратного восстановления при решении задач обработки изображений и возможность его осуществления выбранным алгоритмом. На практике это означает, что оператор восстановления $\cup$ обеспечивает сохранность ограниченного набора признаков с некоторой точностью.

Литература

1. Havel, J., Merciol, F.&Lef`evre, S. Efficient tree construction for multiscale image representation andprocessing // J Real-Time Image Proc (2016).
2. Bruni V., Salvi A., Vitulano D. (2018) A Wavelet Based Image Fusion Method Using Local Multiscale ImageRegularity. In: Blanc-Talon J., Helbert D., Philips W., Popescu D., Scheunders P. (eds) Advanced Conceptsfor Intelligent Vision Systems. ACIVS 2018. Lecture Notes in Computer Science, vol 11182. Springer, Cham.
3. Shi, J., Lei, Y., Wu, J. Uncertain clustering algorithms based on rough and fuzzy sets for real-time imagesegmentation // J Real-Time Image Proc (2017) 13: 645.
4. Angelini F., Bruni V., Selesnick I., Vitulano D. (2015) Adaptive Scale Selection for Multiscale Image Denoising.In: Battiato S., Blanc-Talon J., Gallo G., Philips W., Popescu D., Scheunders P. (eds) Advanced Conceptsfor Intelligent Vision Systems. ACIVS 2015. Lecture Notes in Computer Science, vol 9386. Springer, Cham
5. Mittal P., Saini R.K., Jain N.K. (2019) Image Enhancement Using Fuzzy Logic Techniques. In: Ray K., SharmaT., Rawat S., Saini R., Bandyopadhyay A. (eds) Soft Computing: Theories and Applications. Advances inIntelligent Systems and Computing, vol 742. Springer, Singapore
6. Ohlan A., Ohlan R. (2016) Fundamentals of Fuzzy Information Measures. In: Generalizations of FuzzyInformation Measures. Springer, Cham
7. Privezentsev, D.G., Zhiznyakov, A.L., Pugin, E.V. Development of fuzzy fractal representation of the image// CEUR Workshop Proceedings, Volume 2210, 2018, Pages 309-315
8. Zhiznyakov, A.L., Privezentsev, D.G., Pugin, E.V., Belyakova, A.S. Development of a hierarchicalrepresentation of a digital image based on a fuzzy fractal model // International Multidisciplinary ScientificGeoConference Surveying Geology and Mining Ecology Management, SGEM, Volume 18, Issue 2.1, 2018, pages 309-315.

DEVELOPMENT OF THE MODEL OF FRACTAL SEQUENCE OF DIGITAL IMAGES

Ph.D., Assoc. Privezentsev D.G., Doctor of Technical Sciences, prof. Zhiznyakov A.L.,
Ph.D., Assoc. Kulkov Y.Yu., Ph.D., Assoc. Belyakova A.S.

Vladimir State University named after Alexander Grigoryevich and Nikolai Grigoryevich Stoletov

Abstract: the aim of the work is to create the theoretical foundations of processing fuzzy multi-scale sequences of digital images, including a description of fuzzy representations of digital images and mathematical models of fuzzy multi-scale sequences.

The system of fractal features developed by the authors is proposed to be modified by using the membership function as the main metric, which allows the use of fuzzy logic in the formation of attribute values. A new model and a new feature system based on the formation of a multiscale fractal sequence are proposed, which will allow developing new image processing algorithms that differ from the existing ones by the possibility of using fuzzy conclusions and results.

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА ТРАНСПОРТНОЙ ВИДЕОАНАЛИТИКИ, ПРЕДНАЗНАЧЕННАЯ ДЛЯ ИНФОРМИРОВАНИЯ ВОДИТЕЛЕЙ О ЗАНЯТОСТИ ПАРКОВОЧНЫХ МЕСТ

студ. Воробьев В.С., к.т.н., доц., Смирнов С.А.

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина

В работе рассматривается алгоритм для интеллектуальной системы транспортной видеоаналитики, предназначенной для анализа заполненности автостоянки. Система видеоаналитики устанавливается на территории автостоянки и, в общем случае, может включать несколько видеокамер. В данной работе для анализа занятости парковочных мест используется система, оснащенная одной видеокамерой. Для принятия решения о занятости мест на стоянке выполняется контурная обработка изображения и его цветная сегментация, а также анализируются гистограммы изображений парковочных мест. В результате каждому отслеживаемому месту присваивается значение «свободно» или «занято». Данная информация может отображаться на дисплее при въезде на автостоянку для оповещения водителей о точном расположении свободных мест.

Интеллектуальные транспортные системы предназначены для управления транспортно-дорожным комплексом с целью повышения показателей использования дорожной сети и повышения комфортности для водителей. Системы транспортной аналитики являются одной из наиболее важных составляющих любой интеллектуальной транспортной системы. Одной из задач, решаемой такими системами, является анализ заполненности автостоянок. Проблема поиска свободного парковочного места для временного хранения автомобилей является актуальной в связи с возрастающими темпами роста транспортных средств в России [1]. Значительное увеличение количества легковых автомобилей привело к обострению проблем организации и поиска парковочных мест для владельцев транспортных средств. Эффективность использования парковочных мест усложняется бесконтрольной парковкой транспортных средств и снижением эффективности автостоянок. Так, даже на крупных автостоянках эффективность использования никогда не достигает 100%.

Для решения подобных проблем в настоящее время широко распространены следующие способы для анализа загруженности автостоянок на основе использования:

– КСЧ-контроллеров;

– датчиков динамического слежения;

– p2p-датчиков занятости парковочного места.

Перечисленные способы обладают существенными недостатками. Так, способ с использованием КСЧ-контроллеров, может быть использован только на въездах или выездах с территории автостоянки. Принцип работы основан на использовании датчика препятствия (или любого другого датчика определения проезжающих транспортных средств) в связке с управляющим контроллером, который обеспечивает управление шлагбаумами и другими устройствами. В результате применения данного способа потребителю предоставляются сведения лишь о количестве транспортных средств, заехавших на территорию автостоянки.

Способ, основанный на использовании датчиков динамического слежения, предоставляет больше информации за счет применения большого количества датчиков различного назначения и конструкции для слежения за состоянием всех парковочных мест и (при необходимости) за ситуацией на территории автостоянки. Из-за сложности монтажа используется только на закрытых автостоянках и отличается высокой стоимостью обслуживания. Однако такие датчики слежения предоставляют больший объем информации по сравнению с КСЧ-контроллерами.

Применение систем на базе p2p-датчиков позволяет получить информацию по каждому парковочному месту. Данный тип датчиков является уникальной разработкой голландской компании Nedap Identification Systems и представляет собой сеть радиочастотных устройств, устанавливающихся в дорожное покрытие и отслеживающих положение транспортных средств в пределах конкретного парковочного места. Сенсор устройства бывает двух видов: с магнитным и инфракрасными датчиками. Передача данных осуществляется по mesh-сети. Способ отличается относительной простотой установки и эксплуатации, но обладает ограниченным сроком службы, высокой стоимостью замены и областью действия, которая ограничивается одним парковочным местом.

Одним из возможных путей решения задачи анализа заполненности автостоянки является использование системы видеоаналитики [2-5]. Применение такой системы позволит информировать водителей не только о количестве свободных мест, но и о их расположении. Зачастую владельцы автостоянок стараются оснастить их средствами видеонаблюдения, при помощи которых решаются задачи безопасности и охраны

автотранспортах средств. Таким образом, реализация всех вышеперечисленных функции в одной системе видеоаналитики позволит решать сразу несколько задач без дополнительных затрат на установку датчиков занятости парковочного места.

Предлагаемый способ решения задачи подсчета свободных мест основан на обработке изображений, получаемых с территории стоянки. Система видеоаналитики, в простейшем случае может состоять из одной смарт-камеры для получения и обработки кадров, а также дисплея для отображения информации о занятости парковочных мест [5].

Основными требованиями к камере являются наличие HD разрешения и объектива с правильно выбранным фокусным расстоянием, позволяющего получить качественное изображение на требуемой дистанции. Так как расстояние от камеры до наблюдаемого объекта на каждой стоянке является различным, камера выбирается исходя из предполагаемого места ее будущего размещения, а также требуемого угла обзора. Крепление смарт-камеры может быть осуществлено на фасаде здания, специальных балках, штативах и других креплениях. Основное требование – обеспечение максимальной площади обзора. Если использование одной камеры не позволяет захватить в кадр все парковочные места, то возможно размещение нескольких камер так, чтобы они перекрывали «слепые зоны».

Для подсчета количества свободных мест предлагается анализировать изображение каждого парковочного места. На этапе настройки системы видеоаналитики оператору необходимо однократно осуществить разметку парковочных мест, которая заключается в задании ограничивающих рамок. После этого при поступлении очередного кадра для изображения каждого места выполняется расчет трех признаков, позволяющих судить о занятости места. Первый признак базируется на контурной обработке изображений. На изображениях пустующих мест отсутствуют перепады яркости, т.е. отсутствуют границы, принадлежащие автомобилям. Таким образом, если сравнить количество выделенных пикселей, соответствующих перепадам яркостей, с заранее заданной пороговой величиной, то можно сформировать бинарный признак «свободно»/«занято». На рисунке 1 приведены результаты контурной обработки нескольких парковочных мест.

а) б) в) г)

Рисунок 1 – а) исходное изображение; б) бинарная маска парковочных мест; в) выделение границ; г) границы, принадлежащие рассматриваемым парковочным местам

Для определения второго признака вычисляется восьми разрядная гистограмма изображения по каждому парковочному месту. Это выполняется для того, чтобы определить какой процент пикселей в выделенной области принадлежит асфальтовому покрытию. Так, для свободного парковочного места практически все пиксели будут соответствовать дорожному покрытию. Пиксели изображения, которые находятся в области занятого парковочного места, будут распределены в нескольких разрядах гистограммы, то есть будут соответствовать не только дорожному покрытию, но и объекту. В результате, если более 40% пикселей в выделенной зоне автостоянки распределены в нескольких разрядах, то данное парковочное место определяется как занятое. Для формирования третьего признака выполняется сегментации цветного изображения. Для этого исходное цветное RGB изображение переводится в пространстве HSV и выполняется пороговая обработка. На рисунке 2 приведено полученное бинарное изображение. Соответственно, если в области принадлежащей конкретному парковочному месту будет выделен автомобиль, то этому месту будет присвоен бинарный признак «занято».

Рисунок 2 – Результат сегментации цветного изображения

Использование только одного признака для анализа занятости места приводит к большому количеству ошибок ввиду их неуниверсальности. В случае с первым признаком, на парковочном месте могут быть выделены границы, принадлежащие, например, трещинам на асфальте, битумным или масляным пятнам, лужам и т.п., и место ошибочно будет помечено, как занятое. Это же может быть справедливо и для второго признака. При наличии на изображении машин по цветовой гамме схожих с цветом асфальта, они не будут выделены в результате использования сегментации. Также использование этих признаков рационально лишь при работе камер в дневное время суток или на парковочных площадках с хорошим искусственным освещением, так как в темное время суток оттенки цветов становятся неразличимыми.

Таким образом, в результате работы данного алгоритма каждому отслеживаемому парковочному месту присваивается значение «свободно» или «занято». Данная информация отображается при въезде на автостоянку на дисплее для оповещения водителей о точном расположении свободных мест. На рисунке 3 приведен пример информации отображаемой для сотрудников автостоянки и водителей. Занятые места помечены меткой в виде крестика, как на схеме автостоянки, так и на исходном изображении.

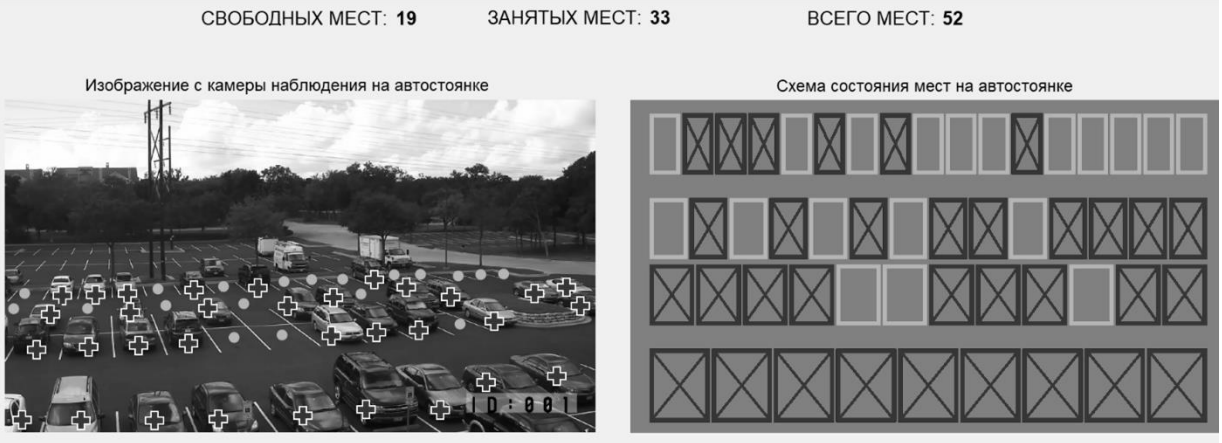


Рисунок 3 – Вывод сведений о состоянии парковочных мест на автостоянке

Проведение экспериментальных исследований, разработанного алгоритма анализа заполненности автостоянки, осуществлялось на записях, снятых в дневное время суток при отсутствии плохих погодных условий. Для тестирования разработанного алгоритма выбраны две видеопоследовательности, которые отличаются количеством выделенных парковочных мест, расположением и углом наклона камеры [6]. Координаты парковочных мест введены в соответствии нанесенными линиями разметки на асфальте. В результате исследования разработанного алгоритма с использованием трех признаков для анализа заполненности парковочных мест доля ошибочных решений не превысила одного процента.

Таким образом, применение предложенного метода позволит снизить затраты на внедрение систем анализа свободных мест, а также увеличить эффективность использования автостоянок.

Исследования выполнены при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации МК-2737.2019.9 (соглашение 075-15-2019-350).

Литература

1. Рост автопарка в России за последние 10 лет – 51%. Электрон. журн. [Электронный ресурс] // https://www.autostat.ru/infographics/26425 (дата обращения: 21.04.2019).

2. Yusnita R., Norbaya F., Basharuddin N. Intelligent parking space detection system based on image processing //International Journal of Innovation, Management and Technology. – 2012. – Vol. 3. – №. 3. – pp. 232-235.

3. Banerjee S., Choudekar P., Muju M. K. Real time car parking system using image processing //2011 3rd International Conference on Electronics Computer Technology. – IEEE, 2011. – Vol. 2. – pp. 99-103.

4. Bin Z. et al. A design of parking space detector based on video image //2009 9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments. – IEEE, 2009. – pp. 2-253-2-256.

5. Волков В. О. Оптимизация и автоматизация парковочного пространства с помощью методов информационных технологий //Проблемы современной науки и образования. – 2016. – №. 6 (48). – С.91-93.

6. BLK-HDPTZ12 Security Camera Parkng Lot Surveillance Video [Электронный ресурс]: [Видеозапись] / Пользователь Supercircuits. Режим доступа: https://youtu.be/U7HRKjlXK-Y (дата обращения 14.02.2020)

INTELLIGENT TRANSPORT VIDEO ANALYTICS SYSTEM FOR SENSING THE OCCUPANCY STATUS OF PARKING SPACES IN A PARKING LOT

Vorobiev V.S., Smirnov S. A.

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin

The work describes an algorithm for an intelligent transport video analytics system designed to analyze parking lots. The video analytics system is installed in the parking area and generally may include several video cameras. In this work, used a single video camera for analyze the occupancy of parking spaces. The status of parking lots is updated based on an analysis of the contour image, color segmentation of the image of the histogram of the parking location images. As a result, each tracked location is assigned the value "free" or "busy." This information can be displayed when entering the parking lot to inform drivers of the exact location of available seats.

КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ АКУСТИЧЕСКОЙ ТЕНЗОМЕТРИИ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

к.т.н., доц. Стрижак В.А., к.т.н., доц. Волкова Л.В.,
асп. Хасанов Р.Р., инж. Ефремов А.Б.

Ижевский государственный технический университет имени М.Т. Калашникова

В работе исследуются границы применимости алгоритма обработки, для сигналов, полученных при прозвучивании металлических объектов для целей акустической тензометрии». Объектом исследования является алгоритм интерполяции промежуточных точек с использованием алгоритма поиска максимума корреляционной функции. Целью работы является оценка полученных результатов при вариации ширины окна анализа и положения окна анализа относительно измеряемых импульсов. В процессе работы проводились программные исследования сигналов, полученных на массивном образце в 6-и сечениях, 2-х позициях. В рамках выполнения работы разработана программа в среде MathCAD, позволяющая в автоматическом режиме считать эхограмму из файла с данными, зарегистрированными программой «Принц-VIII», выделить в нем отражения и рассчитать функцию корреляции между выделенными фрагментами сигнала. Определены оптимальные координаты и размеры окна для анализа сигнала, выделены рабочие номера отражений. Предложено в качестве измеряемого параметра использовать значение прироста задержки импульсов при переходе с 1-го на 2-ое отражение сигнала.

Метод акустической тензометрии применим для металлических объектов различного типоразмера, обладает хорошей повторяемостью, быстротой получения результатов и т.д. [1-4]. Ультразвуковой структуроскоп «СЭМА» реализует данный метод благодаря использованию датчиков, адаптированных к ее электронно-информационному тракту [4-7]. Установка реализует возбуждение и регистрацию многократно отраженных акустических импульсов (рисунок 1) с использованием электромагнитно-акустического преобразования, при этом для реализации метода акустической тензометрии используются два типа волны поляризованных во взаимно-перпендикулярных направлениях относительно объекта контроля. Измерительным параметром при этом является разность прихода акустических импульсов в одном отражении, например, импульсы на первом отражении (рисунок 2, а) и импульсы на втором отражении (рисунок 2, б).

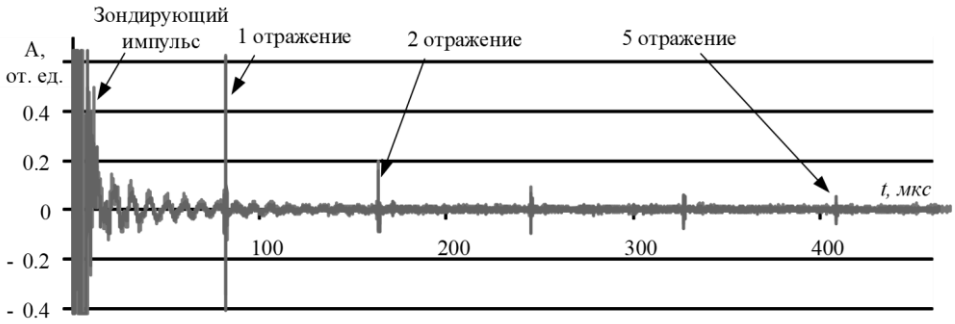
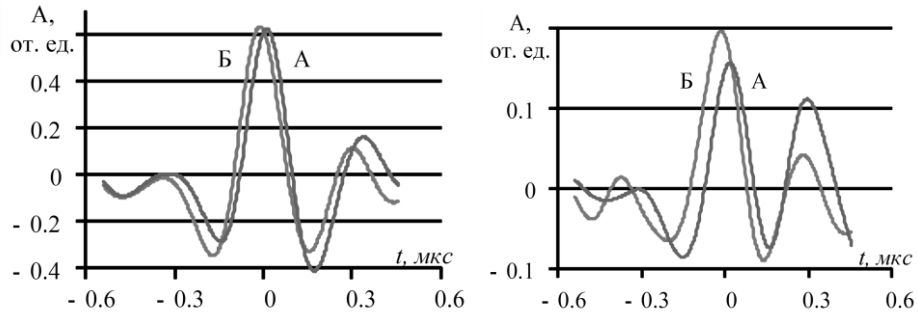


Рисунок 1 Вид зарегистрированной эхограммы



а б

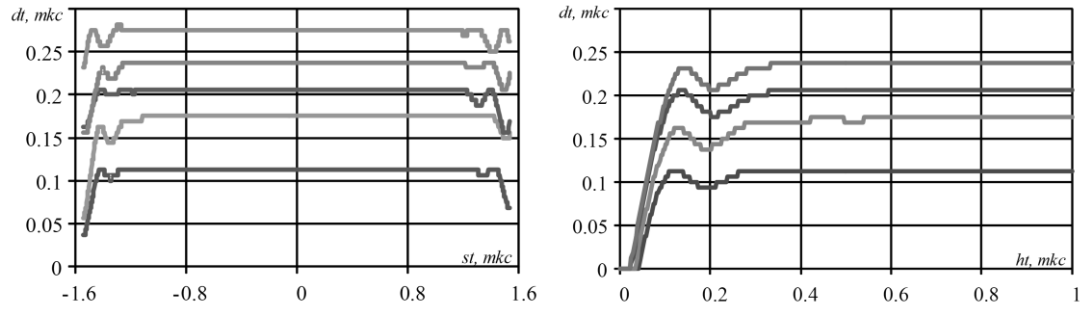
Рисунок 2 Форма импульсов на первом (а) и втором (б) отражениях

Для повышения достоверности и устойчивости результатов программное обеспечение использует методы усреднения зарегистрированных сигналов по нескольким реализациям, интерполяцию промежуточных точек с использованием алгоритма поиска максимума корреляционной функции. При этом интерфейс устройства предоставляет для пользователя свободу выбора зоны исследования сигнала, размера и положения корреляционного окна. Разработка рекомендаций по выбору настраиваемых параметров программного обеспечения является целью данной работы. Объектом исследования является алгоритм интерполяции промежуточных точек с использованием алгоритма поиска максимума корреляционной функции.

Для проверки работоспособности аппаратно-программного комплекса в программной среде MathCad разработана программа автоматической обработки эхограмм. Программа в соответствии со списком файлов считывает образ эхограммы, выделяет последовательность данных, описывающих форму сигнала, отделяет сигналы канала А и Б друг от друга и определяет положение донных импульсов по максимумам сигнала на заданном участке (грубый поиск).

Целевым расчетным параметром при исследовании эхограммы является значение величины сдвига сигнала *dt* в канале А относительно канала Б, выраженное в микросекундах. Значение целевого параметра *dt* получено по положению максимума функции корреляции сигнала канала А относительно канала Б. В канале А и Б вырезаются два анализируемых окна так, чтобы центр окна находится посередине между максимумами эхо-сигнала каналов А и Б. Окно канала А расширяется и дополняется нулевыми значениями на ширину окна с каждой стороны. Величина смещения по временной оси максимума коэффициента корреляции *Ккор* относительно центра окна является целевым расчетным параметром.

Поведение сдвига сигнала *dt* в зависимости от положения центра окна анализа *st* (а) и ширины окна анализа *ht* (б) показано на рисунке 3. Для удобства отображения графика (рисунок 3**Ошибка! Источник ссылки не найден.**, а) центральное положение (0-е значение) окна анализа *st* соответствует положению середины между максимумами эхо-сигнала в каналах А и Б. Ширина окна анализа (рисунок 3**Ошибка! Источник ссылки не найден.**, а) составляет 1,5 мкс.

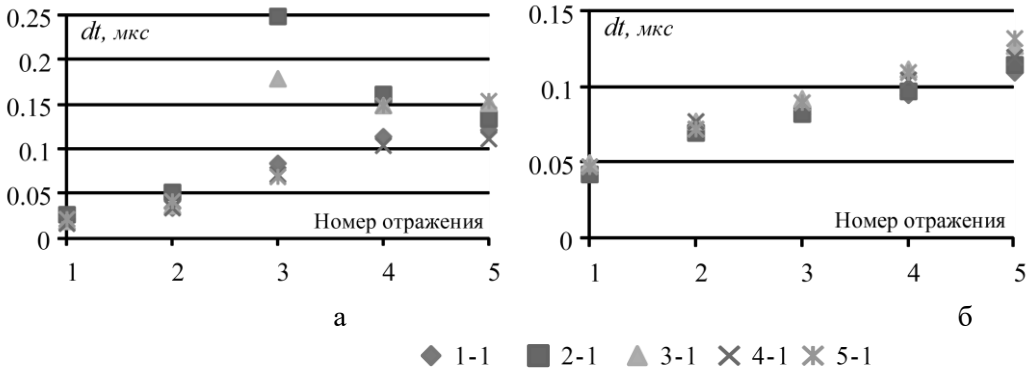


а б

Рисунок 3 Изменение сдвига сигнала *dt* в зависимости от положения центра окна анализа *st* (а) и ширины окна окна анализа *ht* (б)

Рисунок 3, а показывает, что при отклонении от центрального положения полученные значения являются устойчивыми, пока окно не сместится на 1 мкс в любую сторону. Рисунок 3, б показывает, что значение сдвига сигнала принимает устойчивое положение только после достижения ширины анализируемого окна более 0,6 мкс. Таким образом, для сигналов, подобных зарегистрированным, ширину окна следует выбирать более 0,6 мкс. Это соответствует длительности более полутора периодов рабочей частоты при центральной частоте сигнала в 2,5 МГц (0.4 мкс). При увеличении ширины окна разность прихода импульсов достигает своего максимального значения и далее плавно падает до стабилизации. При дальнейшем увеличении ширины окна возможно резкое изменение значения целевого параметра до отрицательных значений (отражение №4).

Изменения сдвига сигнала для одной позиции в разных сечениях образца демонстрирует их сходное поведение рисунок 4, при этом с ростом номера отражения возрастает сдвиг сигнала. Стоит отметить, что для отражения №3 в позиции 1 рисунок 4, а наблюдается значительный разброс значений. Данный разброс целевого параметра определяется искажением формы сигнала в канале А, что приводит к изменению формы функции корреляции рисунок 5 и, как следствие, к ошибочному определению целевого параметра *dt*.



а б

Рисунок 4 Поведение целевого параметра *dt* в позиции датчика 1 (а) и позиции датчика 2 (б) для разных сечений

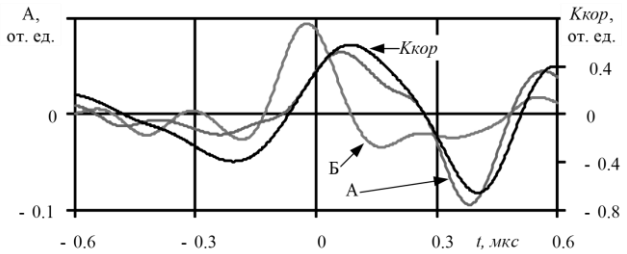


Рисунок 5 Вид сигнала образца 1-1 на 3 отражении в позиции датчика 1 и форма функции корреляции

Использование 3-го отражения (позиция датчика 1) в качестве рабочего не целесообразно.

Так как сдвига сигнала *dt* характеризует особенности структуры и распределение напряженно-деформированного состояния в образце, то можно ожидать его рост пропорционально номеру отражения. Это обосновывается тем, что с ростом номера отражения сигнал проходит по образцу расстояние,

пропорциональное номеру отражения и накапливает изменения сдвига сигнала. Данная особенность в перспективе должна позволить поднять точность измерения сдвига сигнала кратно используемому номеру отражения. На рисунке 6 представлено поведение сдвига сигнала в зависимости от номера отражения, при этом значения для каждой позиции объединены в группу и представлен цветной точкой. Точки 3-го отражения в позиции датчика 1 исключены из рассмотрения.

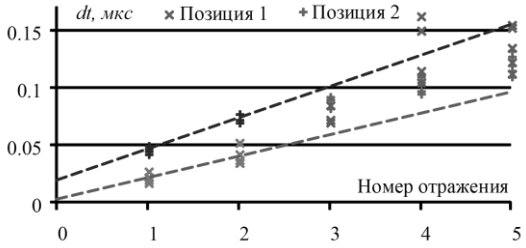


Рисунок 6 Целевой параметр по позициям датчика в зависимости от номера отражения

Для групп измерений позиции 1 и позиции 2 точки, соответствующие 0-му отражению, существенно расходятся. Предположительно, это объясняется особенностями формы объекта контроля, влияющими на смещение сдвига сигнала во 2-й позиции датчика. Для отстройки от влияния необходимо в качестве результирующей величины использовать прирост целевого сдвига сигнала между 2-м и 1-м отражением. На 3-м отражении и старше значения сдвига сигнала существенно отличаются от прогнозируемых значений. Эффект может быть вызван как спектральным искажением сигнала на значительной базе прозвучивания (толщина объекта контроля - 0,14 м, база прозвучивания для 3-го отражения – 0,84 м, база прозвучивания для 5-го отражения – 1,4 м), так и снижением амплитуды сигнала на фоне шумов. Таким образом, использование 3-его отражения и старше невозможно, ввиду искажения измеряемой величины.

По результатам исследований, вработаны рекомендации по применимости алгоритма обработки сигналов, полученных при прозвучивании металлических объектов для целей акустической тензометрии:

1. При проведении измерения на образцах и для сигналов, подобных исследованным, ширину окна следует выбирать более 0,6 мс. Что при центральной частоте сигнала в 2,5 МГц (0.4 мкс) соответствует около 1,5 периодов.
2. Использование 3-его отражения (позиция датчика 1) в качестве рабочего нецелесообразно в силу существенного искажения формы сигнала.
3. Особенности формы объекта контроля влияют на смещение сдвига сигнала во 2-й позиции датчика. Для отстройки от влияния необходимо в качестве результирующей величины использовать исследуемого параметра между 2-м и 1-м отражением.
4. Спектральное искажение сигнала на значительной базе прозвучивания (база прозвучивания для 3-го отражения – 0,84 м, база прозвучивания для 5-го отражения – 1,4 м), а также снижение амплитуды сигнала на фоне шумов не позволяет использовать отражение 3 и выше для получения сдвига сигнала.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 18-79-10122)

Литература

1. Муравьев В.В., Тапков К.А., Леньков С.В. Неразрушающий контроль внутренних напряжений в рельсах при изготовлении с использованием метода акустоупругости // Дефектоскопия. 2019. № 1. С. 10-16.
2. Муравьев В.В., Муравьева О.В., Леньков С.В. Оценка остаточных напряжений цельнокатаных и бандажированных колёс с использованием эффекта акустоупругости // В мире неразрушающего контроля. 2018. Т. 21. № 1. С. 25-29.
3. 1Муравьёв В.В., Тапков К.А. Оценка напряженно-деформированного состояния рельсов при изготовлении // Приборы и методы измерений. 2017. Т. 8. № 3. С. 263-270.
4. Волкова Л.В., Муравьева О.В., Муравьев В.В., Булдакова И.В. Прибор и методики измерения акустической анизотропии и остаточных напряжений металла магистральных газопроводов // Приборы и методы измерений. 2019. Т. 10. № 1. С. 42-52.

5. Муравьев В.В., Стрижак В.А., Хасанов Р.Р. Особенности программного обеспечения аппаратного комплекса для акустической тензометрии и структуроскопии металлоизделий // Интеллектуальные системы в производстве. 2016. № 2 (29). С. 71-75.
6. Муравьев В.В., Стрижак В.А., Балобанов Е.Н. К расчету параметров системы намагничивания электромагнитно-акустического преобразователя // Интеллектуальные системы в производстве. 2011. № 1 (17). С. 197-205.
7. Стрижак В.А., Пряхин А.В., Обухов С.А., Ефремов А.Б. Информационно-измерительная система возбуждения, приема, регистрации и обработки сигналов электромагнитно-акустических преобразователей // Интеллектуальные системы в производстве. 2011. № 1. С. 243-250.

РЕКОНФИГУРАЦИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ БИОРТОГОНАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ ДИСКРЕТНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

к.т.н., доц. Велигоша А.В., асп. Малышко Н.Н.,
студ. Великанов С.Р., студ. Трухин В.А.

Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого

В докладе показан алгоритм, позволяющий выполнить реконфигурацию коэффициентов биортогональных фильтров для выполнения дискретного вейвлет-преобразования сигналов матричным способом. Необходимость реконфигурации вызвана особенностями представления коэффициентов биортогональных фильтров полученных в среде MathLab, которые требуют значительных вычислительных затрат для определения матричного способа при выполнении дискретного вейвлет преобразования сигналов. Реализация алгоритма реконфигурации коэффициентов биортогональных фильтров выполнена на языке программирования С++.

В настоящее время при решении задач цифровой обработки сигналов (ЦОС), связанных с обработкой и сжатием сигналов, все чаще стали применяться дискретные вейвлет-преобразования (ДВП) [1]. В работе [2] рассмотрено выполнение целочисленного ДВП Добеши-4 в поле Галуа согласно матрицы, представленной на рисунке 1.

$$DB_4 = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_4 & -c_3 & c_2 & -c_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_4 & -c_3 & c_2 & -c_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_4 & -c_3 & c_2 & -c_1 \\ c_3 & c_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_1 & c_2 \\ c_2 & -c_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_4 & -c_3 \end{bmatrix}$$

Рисунок 1. Матрица коэффициентов фильтров для выполнения прямого ДВП с применением фильтра Добеши-4

Обратное ДВП было выполнено с применением транспонированной матрицы, представленной на рисунке 2.

$$DB_4^{-1} = \begin{bmatrix} c_1 & c_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_3 & c_2 \\ c_2 & -c_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_4 & -c_1 \\ c_3 & c_2 & c_1 & c_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_4 & -c_1 & c_2 & -c_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_3 & c_2 & c_1 & c_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_4 & -c_1 & c_2 & -c_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_3 & c_2 & c_1 & c_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_4 & -c_1 & c_2 & -c_3 \end{bmatrix}$$

Рисунок 2. Матрица коэффициентов фильтров для выполнения прямого ДВП с применением фильтра Добеши-4

Рассмотренное матричное представление коэффициентов Добеши-4 справедливо в данном случае для величины размерности входной последовательности обрабатываемого сигнала равной восьми. Способ выполнения ДВП с использованием матриц, приведенных на рисунках 1 и 2, был реализован программно для выполнения ДВП изображений.

При моделировании выполнения прямого и обратного ДВП изображений качество выполнения преобразования оценивалось по величине пикового отношения сигнал-шум (ПОСШ), причем высокое качество выполнения ДВП изображения принималось при значении ПОСШ≥40 дБ [3]. При выполнении ДВП изображений были использованы коэффициенты фильтров, полученные в пакете MathLab (таблица 1).

Таблица 1

Коэффициенты фильтров для выполнения ДВП изображений по версии MathLab

НЧ декомп.	ВЧ декомп.	НЧ реконстр.	ВЧ реконстр.
Добеши 4			
-0,129409522550921	-0,48296291314469	-0,129409522550921	-0,48296291314469
0,224143868041857	0,836516303737469	0,224143868041857	0,836516303737469
0,836516303737469	-0,224143868041857	0,836516303737469	-0,224143868041857
0,482962913144690	-0,129409522550921	0,482962913144690	-0,129409522550921
Добеши 8			
-0,0105974017849973	-0,230377813308855	-0,0105974017849973	-0,230377813308855
0,0328830116669829	0,714846570552542	0,0328830116669829	0,714846570552542
0,0308413818359870	-0,630880767929590	0,0308413818359870	-0,630880767929590
-0,187034811718881	-0,0279837694169839	-0,187034811718881	-0,0279837694169839
-0,0279837694169839	0,187034811718881	-0,0279837694169839	0,187034811718881
0,630880767929590	0,0308413818359870	0,630880767929590	0,0308413818359870
0,714846570552542	-0,0328830116669829	0,714846570552542	-0,0328830116669829
0,230377813308855	-0,0105974017849973	0,230377813308855	-0,0105974017849973
Биортогональный bior 2.2			
0	0	0	0
-0,176776695296637	0,353553390593274	0,353553390593274	0,176776695296637
0,353553390593274	-0,707106781186548	0,707106781186548	0,353553390593274
1,06066017177982	0,353553390593274	0,353553390593274	-1,06066017177982
0,353553390593274	0	0	0,353553390593274
-0,176776695296637	0	0	0,176776695296637
Биортогональный bior 5.5			
0	-0,0134567094591187	0,0134567094591187	0
0	-0,00269496688011151	-0,00269496688011151	0
0,0396870883474054	0,136706584664329	-0,136706584664329	0,0396870883474054
0,00794810863724032	-0,0935046974009389	-0,0935046974009389	-0,00794810863724032
-0,0544637884682369	-0,476803265798484	0,476803265798484	-0,0544637884682369
0,345605281956033	0,899506109748648	0,899506109748648	-0,345605281956033
0,736660181428211	-0,476803265798484	0,476803265798484	0,736660181428211
0,345605281956033	-0,0935046974009389	-0,0935046974009389	-0,345605281956033
-0,0544637884682369	0,136706584664329	-0,136706584664329	-0,0544637884682369
0,00794810863724032	-0,00269496688011151	-0,00269496688011151	-0,00794810863724032
0,0396870883474054	-0,0134567094591187	0,0134567094591187	0,0396870883474054
0	0	0	0

При применении, коэффициентов приведенных в таблице 1 были получены следующие значения качества выполнения ДВП изображений, приведенные в таблице 2.

Таблица 2

Качество выполнения ДВП изображений

Фильтр	ПОСШ	ПОСШ с округлением
Добеши 4	51,00086	без искажений
Добеши 8	49,1225350870002	53,9131432988054
Биорт. 2.2	22,311580872739	22,2014009768315
Биорт. 5.5	21,8359574092085	21,7088608274302

Преобразование было выполнено с использованием цветовой модели YCbCr, при этом оценка ПОСШ была определена с применением процедуры арифметического округления результатов и без таковой. Следует отметить, что применение среды MathLab не всегда позволяет определить истинные значения существующих погрешностей при выполнении ДВП изображений. Низкие значения качества выполнения ДВП изображений, полученные для биортогональных фильтров bior 2.2 и bior 5.5 свидетельствуют о том, что требуется выполнение корректировки коэффициентов биортогональных фильтров, для выполнения ДВП с помощью матриц приведенных на рисунках 1 и 2.

В [4] рассмотрен частный случай представления матриц для применения пары биортогональных фильтров 9 и 7, который позволяет сделать вывод о необходимости реконфигурации состава коэффициентов фильтров в целях обеспечения высокого качества преобразования.

Для решения задачи реконфигурации фильтров был разработан и реализован программно алгоритм, представленный на рисунке 3.

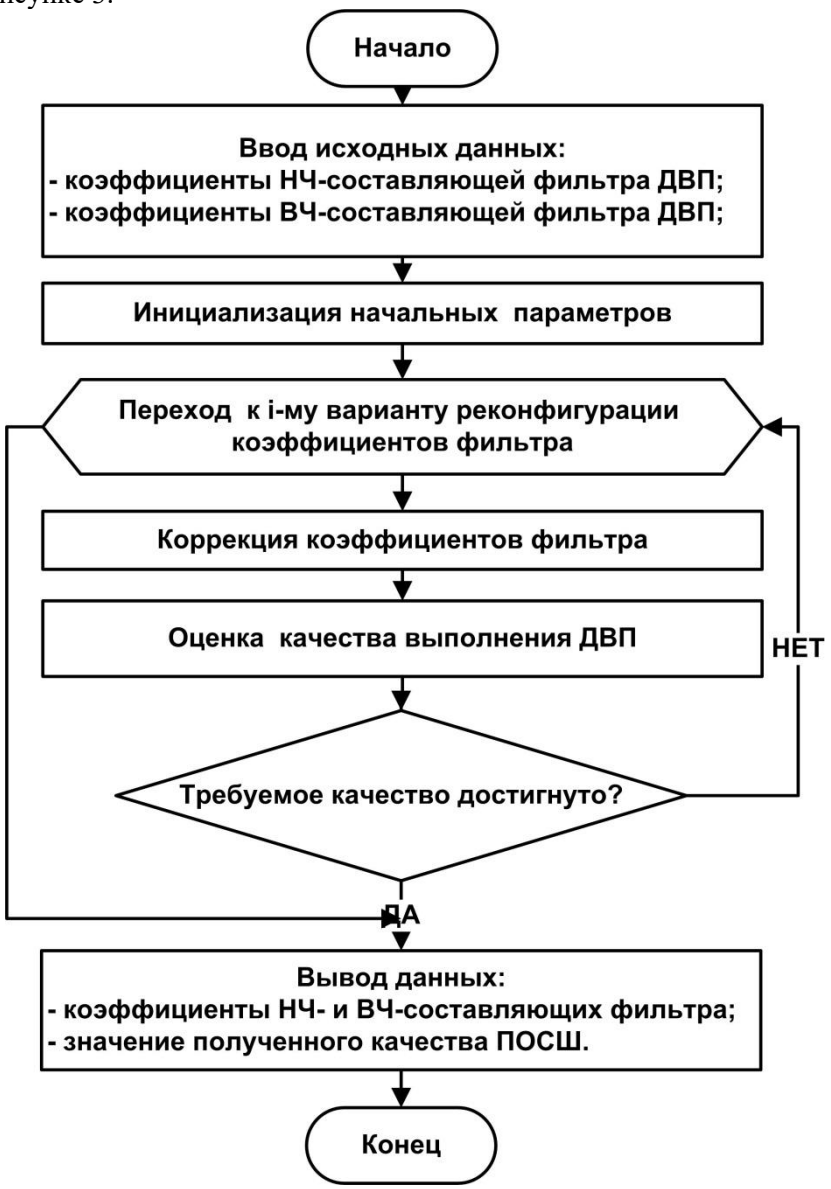


Рисунок 3. Алгоритм реконфигурации биортогональных фильтров ДВП

Результаты применения фильтров, полученных с применением разработанного алгоритма реконфигурации коэффициентов, приведены в таблице 3.

Таблица 3

Качество выполнения прямого и обратного ДВП изображений, при использовании реконфигурированных биортогональных фильтров

Фильтр	PSNR	PSNR с округлением
Биорт. 2.2	50,5552042793538	59,4889317955187
Биорт. 5.5	48,8440717605552	52,6107063744381

Результаты, приведенные в таблице 3 позволяют сделать вывод о том, что разработанный алгоритм позволяет выполнять реконфигурацию коэффициентов биортогональных фильтров для применения матричным способом без выполнения корректировки и изменения матриц, с обеспечением высоких значений ПОСШ (более 40 дБ) при выполнении ДВП изображений. Полученные результаты позволяют рассматривать потенциальные возможности по разработке вычислительных устройств, ядром которых является ДВП, с учетом однотипности алгоритмов выполнения арифметических операций с возможностями использования различных наборов коэффициентов фильтров без изменения структуры вычислений.

Литература

1. Гиш Т.А. Выполнение дискретного вейвлет-преобразования Добеши в модулярном коде. Современные наукоемкие технологии. – 2018. - № 2, - № 2. 27- 31.
2. Гиш Т.А. Разработка математических и структурных моделей целочисленных дискретных вейвлет-преобразований для повышения скорости передачи информации в системах OFDM [Текст]// г. Ставрополь.: ФГАОУ ВО СКФУ. - 2019. - 178 с.
3. Червяков Н. И. Анализ шума квантования фильтров многоуровневого дискретного вейвлет-преобразования изображений. [Электронный ресурс] / Ляхов П. А., Нагорнов Н. Н. Журнал Автометрия. 2018. Т. 54, № 6. 96-106 Режим доступа: https://www.iae.nsk.su/images/stories/5_Autometria/5_Archives/2018/5/6/11-chervyakov.pdf- (Дата обращения: 30.10.2019).
4. Воробьев В.И., Грибунин В.Г. Теория и практика вейвлет-преобразования. // ВУС. 1999. С.181,182.

REARRANGING FACTOR BIORTOGONAL FILTERS OF DISCRETE WAVELET TRANSFOTM

cand. of techn. Sc. Veligosha A.V., graduate student Malishko N.N.,
student Velikanov S.R., student Truhin V.A.

Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great
(c. Serpukhov)

In report is shown algorithm, allowing execute rearranging a factor biortogonal filter for performing discrete wavelet-transformations signal by matrix way. Need to rearranging is caused particularity of the presentation factor biortogonal filter got in ambience MathLab, which require significant computing expenses for determination of the matrix way you-making someone look fat discrete wavelet transformations signal. The Realization of the algorithm to rearranging factor biortogonal filter was run for programming language C++.

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ РАСПОЗНОВАНИЯ ПЛАМЕНИ ПО ИНФОРМАТИВНЫМ ПРИЗНАКАМ ВИДЕО ИЗОБРАЖЕНИЙ ОПТИКО-ЭЛЕКТРННЫХ СРЕДСТВ

асп., инж. Хмельницкая К.А.

АО «НИИ телевидения», Санкт-Петербург

Рассматривается актуальная проблема совершенствования систем обеспечения пожарной безопасности. В работе предложены алгоритмы распознавания пламени по видеоданным. Алгоритмы распознавания пламени основаны на анализе информативных характеристик изображений оптоэлектронных средств. Произведен учет цветовых особенностей пламени, а именно характерная комбинация цвета, яркости и насыщенности пламени, его цветовой текстуры и анализ динамических свойств. Экспериментальное моделирование подтверждает эффективность предложенного комплексного алгоритма распознавания пламени.

Существует множество алгоритмов распознавания объектов на видеоизображении. Наибольший интерес представляют алгоритмы, основанные на анализе статической, динамической, яркостной и цветовой составляющих изображения. Эти методы наиболее устойчивы к мешающим факторам, таким как условия освещения, условия окружения, перемещение объектов и позволяют их отфильтровать.

К визуальным информативным признакам пламени, которые можно идентифицировать на видеоизображении относятся: цвет, пространственная вариация цвета, мерцающее движение контура пламени.

На основании анализа информативных признаков пламени установлено:

1. В пространстве RGB для пламенного пикселя: значение компонент R≥G≥B, а также компонента R должна превосходить порог, который определяется экспериментально в зависимости от типа пламени [1]. Это соотношение позволяет детектировать пламя любой природы (газ, медь), т. к. желто-оранжевые оттенки присутствует в пламени любого типа вещества горения. На рисунке 1 представлены значения RGB компонент в области пламени.

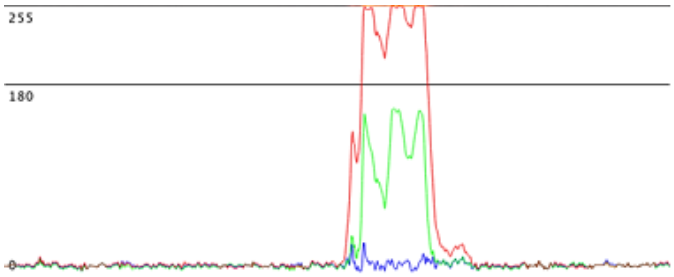


Рисунок 1. Разложение по цветам R, G, B. Область со всплеском по цветам – регион пламени.

2. Пламя является источником излучения в широком диапазоне. Чем сильнее излучение в видимом свете, тем сильнее оно воздействует на элементы матрицы камеры и тем выше значения яркости в местах открытого огня. Значения же насыщенности в центре пламени падает до нуля (рисунок 2) [1].

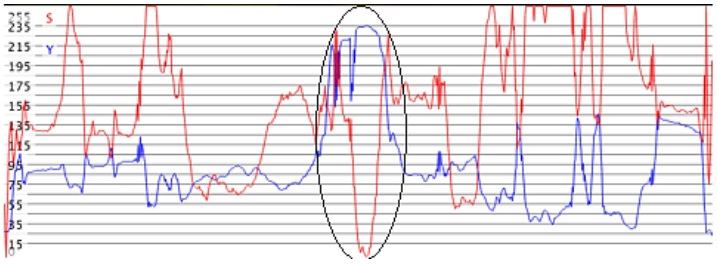


Рисунок 2. Значения яркости V (синий) и насыщенности S (красный) в регионе пламени (выделен овалом).

3. Пламя мерцает с частотой от 1 до 10 Гц [2]. На рисунке 3 продемонстрированы полученные экспериментальные значения мерцания пламени.

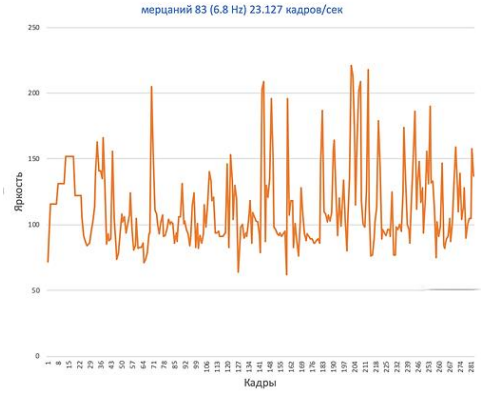


Рисунок 3. Яркость пламенного пикселя в каждом кадре

4. Неоднородность текстуры пламени по цвету [3]. На рисунках 6, 7 продемонстрированы текстуры цвета выделенных фрагментов на рисунках 4, 5.

Рисунок 4. Изображение пламени.

Рисунок 5. Футболка цвета пламени.

Рисунок 6. Текстура цвета пламени.

Рисунок 7. Текстура цвета футболки.

Обоснование алгоритма распознавания пламени по цветовым характеристикам

Для каждого кадра в видео клипе следует выполнить следующие операции:

1. Преобразовать каждый кадр видео из пространства RGB в пространство HSV, где N – общее число кадров в видео клипе. $R_i(x, y)$, $G_i(x, y)$, $B_i(x, y)$, $S_i(x, y)$, и $V_i(x, y)$ – представляют собой красную, зеленую и синюю компоненты в пространстве RGB, насыщенность и интенсивность в пространстве HSV пиксела с координатами (x,y).

2. Для каждого пиксела (x, y) в кадре F_i $(2 \le i \le N)$ выполнить следующие операции:

2.1 Создать маску огненного цвета $FCM_i(x, y)$:

$$FCM_i(x,y) = \begin{cases} 1, & \text{если } R_i(x,y) > 180 \text{ и } R_i(x,y) > G_i(x,y) \text{ и } G_i(x,y) > B_i(x,y) \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (1)$$

где порог η=180 получен на основе экспериментальных измерений.

2.2 Создать новую матрицу насыщенности:

$$S'_i(x,y) = \begin{cases} S_i(x,y), & \text{если } FCM_i(x,y) = 1 \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (2)$$

2.3 Вычислить средний уровень $SLevel$ ненулевых элементов S'_i.

2.4 Вычислить принадлежность к пламени в компоненте насыщенности:

$$FS_i(x,y) = \begin{cases} S_i(x,y), & \text{если } SLevel \ge 0.5 \\ 1 - S_i(x,y), & \text{если } SLevel < 0.5 \text{ и } R_i(x,y) > \eta \\ S_i(x,y), & \text{если } SLevel < 0.5 \text{ и } R_i(x,y) \le \eta \end{cases} \quad (3)$$

2.5 Вычислить принадлежность компоненты интенсивности V_i к пламени с использованием среднего значения интенсивности $VLevel$:

$$FV_i(x,y) = \begin{cases} V_i(x,y), & \text{если } V_i(x,y) > max(0.51, VLevel) \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (4)$$

2.6 Оценить принадлежность пикселя к пламени:

$$FCSV_i(x, y) = FS_i(x, y) \cdot FV_i(x, y) \quad (5)$$

2.7 Приравнять все пиксели $FCSV_i(x, y)$, чье значение меньше среднего значения ненулевых элементов в $FCSV_i(x, y)$ к нулю.

3. Вычислить кумулятивный цвет огня

$$CC_i(x, y) = \alpha CC_{i-1}(x, y) + (1 - \alpha) FCSV_i(x, y) \quad (6)$$

где $\alpha = (N-1)/N$ – кумулятивный коэффициент, $CC_1(x, y) = 0$.

4. Приравнять все пиксели CC_N, чье значение меньше среднего значения ненулевых элементов в CC_N, нулю, чтобы сохранить сильно окрашенные пламенные регионы.

Рисунок 8. Результат моделирования алгоритма обнаружения пламени по цветовым характеристикам. Слева кадр до обработки, справа кадр после обработки.

Обоснование алгоритма поиска мерцания пламени

Для каждого кадра в видеоклипе следует выполнить следующие операции:

1. Преобразовать каждый кадр F_i $(1 \le i \le N)$ видео из цветового пространства RGB в пространство YUV, где N – общее число кадров видео клипе. $Y_i(x, y)$ представляет собой яркостную компоненту пиксела с координатами (x, y) в пространстве YUV.

2. Для каждого пиксела (x, y) в кадре F_i $(2 \le i \le N)$ выполнить следующие операции:

2.1 Вычислить производную яркости по времени:

$$D_i(x, y) = | Y_i(x, y) - Y_{i-1}(x, y) | \quad (7)$$

2.2 Вычислить кумулятивную производную по времени:

$$CT_i(x, y) = \alpha CT_{i-1}(x, y) + (1-\alpha)\, w_i(x, y)\, D_i(x, y), \quad (8)$$

где $\alpha = (N-1)/N$ – кумулятивный коэффициент, $CT_1(x, y) = 0$,
$w_i(x, y)$ – вес яркости, который пропорционален яркости, большей, чем среднее значение δ в кадре F_i. Вес яркости вычисляется следующим образом:

$$w_i(x, y) = \begin{cases} Y_i(x, y), & \text{если } Y_i(x, y) \ge \delta \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (9)$$

2.3 Определить среднее значение $CT_i(x, y)$: CT_{mean}.

2.4 Приравнять все пиксели к нулю в $CT_i(x, y)$, яркость которых меньше CT_{mean} .

3. Приравнять к нулю пиксели в CT_N, значение которых меньше среднего значения ненулевых элементов, с целью сохранения сильно мерцающих регионов, характерных для пламени.

Рисунок 9. Результат моделирования алгоритма распознавания пламени по динамическим характеристикам. Слева кадр до обработки, справа кадр после обработки.

Объединение алгоритмов обработки по цвету и поиску движения пламени

Объединяем алгоритмы детектирования пламени по цвету и поиску мерцанию простым перемножением значений в каждой точке:

$$Fire(x, y) = CT_N(x, y) \cdot CC_N(x, y) \quad (10)$$

Рисунок 10. Результат объединения алгоритмов распознавания пламени по цветовым и динамическим характеристикам. Слева кадр до обработки, справа кадр после обработки.

Алгоритм фильтрации по пространственной вариации цвета

Алгоритмически пламя можно описать сильной пространственной вариацией цвета, которая отражает диапазон цветовых изменений в пределах рассматриваемого региона изображения. В цветовой текстуре огня такой диапазон оказывается шире, в отличие от некоторых объектов, только окрашенных в цвет пламени.

Чтобы повысить скорость обработки, будем анализировать пространственное изменение цвета в очищенных огненных регионах в первом, среднем и последнем кадрах видео клипа.

Этапы:

1. Вычислить пространственную вариацию цвета для каждой из цветовых компонент R, G, B для первого, среднего и последнего кадра:

$$T(x, y) = max(X_{3x3}(x, y)) - min(X_{3x3}(x, y)), \quad (11)$$

где $X_{3x3}(x, y)$ – область размером 3x3 с центром в точке (x, y)

2. Оставить в каждой компоненте R, G, B пиксели со значениями вариации цвета большими, чем среднее значение каждой из трех компонент.

3. В получившихся регионах удалить точки со значениями вариации цвета по компоненте G меньше среднего.

4. Применить к полученным наиболее вероятным пламенным регионам по каждой компоненте R, G, B каждого из трех кадров операцию пересечения:

$$R_{all} = R_{first}(x, y) \cap R_{middle}(x, y) \cap R_{last}(x, y);$$
$$G_{all} = G_{first}(x, y) \cap G_{middle}(x, y) \cap G_{last}(x, y);$$
$$B_{all} = B_{first}(x, y) \cap B_{middle}(x, y) \cap B_{last}(x, y).$$

5. Применить операцию объединения $R_{all} \cup B_{all} \cup G_{all}$, чтобы получить восстановленные очищенные потенциальные пламенные регионы с большим пространственным изменением цвета.

Рисунок 11. Результат моделирования алгоритма распознавания пламени по пространственной вариации цвета. Слева кадр до обработки, справа кадр после обработки.

Выводы

Предложен комбинированный алгоритм распознавания пламени по видеоданным. В основе комплексного алгоритма лежат несколько алгоритмов основанных на информативных характеристиках пламени.

Первый алгоритм распознавания пламени по цветовым характеристикам (рисунок 8) выделяет пламя, а также его отражения и искусственное источники света. Следовательно, во избежание ложных срабатываний, использовался алгоритм поиска мерцания пламени. Из рисунка 9 видно, что алгоритм надежно выделяет пламя и игнорирует стационарные и движущиеся объекты, которые не мерцают. Центральная область пламени, обладающая высокой яркостью, темная из-за отсутствия движения. Объединением результатов первых двух алгоритмов (рисунок 10) получили наиболее вероятные зоны с пламенем. Алгоритм

фильтрации по пространственной вариации цвета пламени (рисунок 11) выделяет восстановленные очищенные огненные регионы с большим пространственным изменением цвета.

Алгоритмы были протестированы на ряде видеозаписей в разных условиях окружения, освещенности, типе горящего вещества. Результаты моделирования показали, что комплексный алгоритм распознавания пламени на видеоизображении надежно выделяет пламя. Такой комбинированный алгоритм позволяет определить возгорание на максимально ранних стадиях.

Алгоритм может быть усовершенствован за счет использования других свойств пламени.

Литература

1. Минин И.В., Логачев В.Г. Методика обнаружения возгорания с использованием цифровой обработки // Фундаментальные исследования. 2016. N 6-2. С. 299-307.
2. Maynard T. Fire Interactions and Pulsation: Theoretical and Physical Modeling. University of California, Riverside, 2013.
3. Ebert J. A Computer Vision-Based Method for Fire Detection in Color Videos // International Journal of Imaging. 2009. Volume 2, N S09. C. 22-34.

IMPLEMENTATION OF FLAME RECOGNITION ALGORITHMS USING INFORMATIVE FEATURES OF VIDEO IMAGES FROM OPTOELECTRONIC DEVICES

Post-Graduate, Engineer Khmelnitskaya K.

JSC "Television scientific research institute", St. Petersburg, Russia

The actual problem of improving fire safety systems is considered. Algorithms for detecting flames from video data are proposed. The flame detection algorithms are based on the analysis of informative characteristics of images from optoelectronic devices. The color characteristics of flame, its color texture and analysis of dynamic properties are taken into account. Experimental modelling ensures effectiveness of the proposed complex flame detection algorithm.

АНАЛИЗ ПРИМЕНЕНИЯ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ В МЕТОДЕ ПСЕВДОГРАДИЕНТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ НА БИНАРНЫХ И ПОЛУТОНОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

преп. Магдеев Р.Г., проф. Ташлинский А.Г.

Ульяновский государственный технический университет

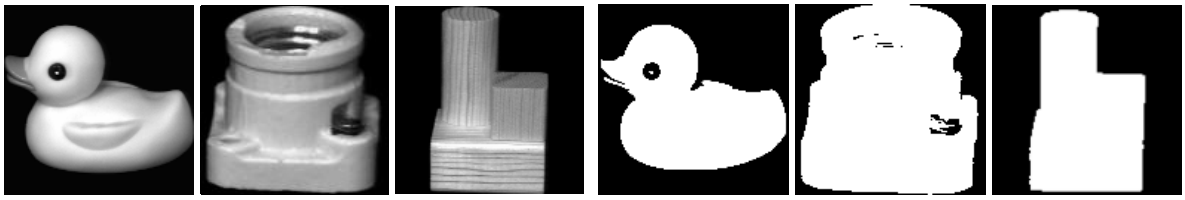
В работе рассматриваются способы повышения эффективности метода псевдоградиентной идентификации объектов на бинарных и полутоновых изображениях за счёт их предварительной обработки. Идентификация понимается как определение изображения объекта на исследуемом изображении с оцениванием его параметров. В качестве предварительной обработки рассмотрена низкочастотная фильтрация изображений. Исследована скорость сходимости параметров идентификации. На базе изображений COIL-20 найдены оптимальные размеры маски фильтра Гаусса для бинарных и полутоновых изображений.

Распознавание объектов имеет большое значение в современном мире. Задача распознавания объектов, как на отдельных изображениях, так и на видеопоследовательностях возникает в самых разных областях: от военного дела до медицинских исследований [1, 2]. Часто задачу распознавания можно свести к задаче установления соответствия между выделенным на исследуемом изображении объектом и заданными шаблонами (изображениями эталонов объектов) на основе конечного набора некоторых свойств и признаков. В работах [3, 4] показано, что идентификация изображений объектов по шаблону может быть сведена к поиску пространственного преобразования, которое минимизирует метрику между искомым изображением

и шаблоном. Там же предложен метод псевдоградиентной идентификации (МПГИ) объектов на бинарных изображениях, который показал хорошую эффективность в сравнении с корреляционно-экстремальным методом [5] и методом контурного анализа [6]. В данной работе исследуются подходы к повышению эффективности МПГИ для бинарных изображений и полутоновых изображений.

В МПГИ параметры $\hat{\vec{\alpha}}_t$ идентификации ищутся рекуррентно [7]: $\hat{\vec{\alpha}}_t = \hat{\vec{\alpha}}_{t-1} - \Lambda_t \vec{\beta}_t$, где: $\vec{\beta}_t$ - псевдоградиент используемой целевой функции качества идентификации, зависящий от оценок $\hat{\vec{\alpha}}_{t-1}$ на предыдущей итерации и от номера итерации $t = \overline{0,T}$; Λ_t - матрица усиления [8], определяющая приращение оценок на итерациях; T - число итераций. Псевдоградиент целевой функции на каждой итерации рассчитывается по относительно небольшой (единицы, десятки) локальной выборке отсчетов шаблона и исследуемого изображения. В задаче идентификации в качестве целевой функции целесообразно использовать средний квадрат межкадровой разности или коэффициент межкадровой корреляции [7].

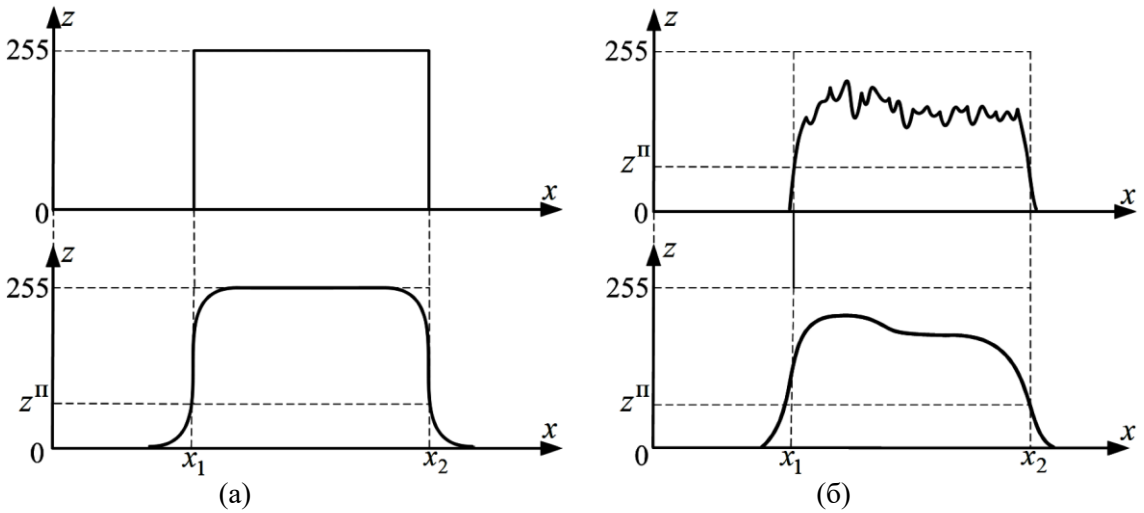
В исследовании предполагалось, что возможные деформации идентифицируемого объекта по отношению к шаблону можно свести к модели подобия [9, 10], то есть набор параметров $\hat{\vec{\alpha}}$, характеризующий рассогласование шаблона и изображения объекта включает коэффициент масштаба к, угол ориентации φ и сдвиг $\vec{h} = (h_x, h_y)^T$ по базовым осям Ox и Oy. Для аддитивного зашумления применялся независимый гауссов шум. В качестве объектов исследования использована база изображений COIL-20 [11], которая содержит 1440 полутоновых изображений. Для каждого полутонового изображения была сформирована его бинарная версия. Несколько примеров полутоновых изображений и их бинарных версий приведено на рисунке 1.



(а) (б)

Рисунок 1. Примеры полутоновых шаблонов (а) и их бинарных версий (б)

Ниже приведены примеры обработки правого из полутоновых и бинарных изображений рисунка 1 (деревянные бруски). В частности, на рисунке 2 представлены графики изменения яркостей z для отсчетов 64-я строки на бинарном (верхний левый график) и полутоновом (верхний правый график) изображениях, где $z^{\text{п}}$ – уровень бинаризации.



(а) (б)

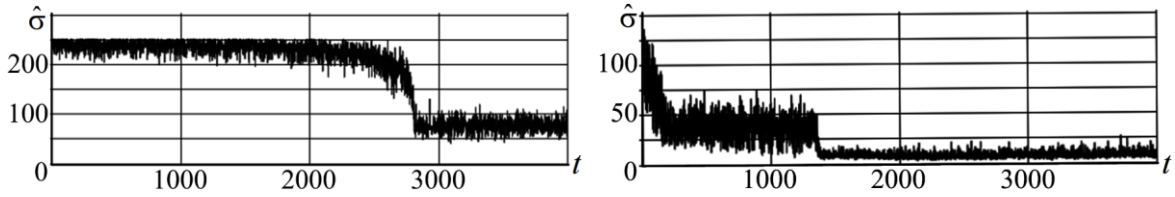
Рисунок 2. Изменение яркости по строке, вносимое фильтрацией на бинарном (а) и полутоновом (б) и изображениях

Несложно показать, что значения псевдоградиента $\vec{\beta}_t$ отличны от нуля лишь в точках, в которых производная яркости изображений по оцениваемым параметрам также не равна нулю. Для бинарного изображения это границы объекта. Если на каждой итерации локальная выборка формируется случайно

(попадание любого отсчета изображения в неё равновероятно), то вероятность выбора «информационного» отсчета соответствует вероятности выбора отсчетов периметра объекта: $P_{\text{п}} = \mu L_{\text{п}}/(L_x L_y) \cong 2\mu/L_x$, где: μ - объем локальной выборки; $L_{\text{п}}$ - длина периметра объекта в числе отсчетов; L_x и L_y – размеры изображения. Данная оценка получена, с учетом того, что изображение объекта занимает около половины размера изображения, например, для размера изображений 256x256 пикселей она составляет около $0{,}008\mu$. Для полутоновых изображений изменение яркости происходит и внутри объекта, поэтому вероятность выбора «информационных» отсчетов в локальную выборку: $P_{\text{об}} = \mu(l_x l_y)/(L_x L_y) \cong 0{,}25\mu$, где: l_x и l_y - размер объекта на изображении, который в примерах составляет 128x128 пикселей.

Вследствие низкой вероятности выбора «информационных» отсчетов для повышения эффективного использования МПГИ на бинарных изображениях можно увеличивать объем локальной выборки и число итераций, однако это существенно снижает быстродействие метода [10]. Кроме того, без предварительной обработки бинарных изображений МПГИ имеет небольшой рабочий диапазон. Пример сходимости оценок среднеквадратического отклонения (СКО) разностей яркостей изображения и шаблона (выбранного как параметр идентификации) от номера итерации при параметрах их начального рассогласования по сдвигу в 10 шагов сетки отсчетов и повороту в 9 градусов для бинарного (а) и полутонового (б) изображений приведен на рисунке 3, где $\hat{\sigma}$ – оценка СКО разности яркостей. Из рисунка видно, что одинаковом объёме выборки ($\mu = 21$) число итераций, необходимое для идентификации при бинарных изображении и шаблоне примерно вдвое больше.

Для улучшения эффективности МПГИ на бинарных изображениях можно искусственно увеличить количество отсчетов, для которых производная целевой функции отлична от нуля. Для этого, в частности, целесообразно использовать «размытие» границ объекта с использованием сглаживающих фильтров, например, фильтра Гаусса (нижние графики рисунка 1). При этом оптимальный радиус маски фильтра можно определить из следующих критериев: скорость сходимости оценок, формируемых МПГИ; сохранение устойчивости формы объекта после результатов фильтрации; рабочий диапазон параметров идентификации.



(а) (б)

Рисунок 3. Графики оценок СКО разностей яркостей от номера итерации МПГИ для бинарных (а) и полутоновых (б) изображений

На рисунке 4а представлены результаты экспериментальных исследований для объектов из базы COIL-20, которые были искусственно подвергнуты бинаризации и геометрическим деформациям, после чего производилась оценка параметров этих деформаций с помощью МПГИ с предварительной процедурой низкочастотной фильтрации. Размер маски фильтра выбирался как доля δ от размера объекта на изображении. Такой подход позволяет не привязываться к размеру объекта, а учитывать только соотношение размеров объекта и маски фильтра. Оценивалось число $T_{\text{сх}}$ итераций до установившегося режима. Дополнительно «искаженный» объект сравнивался с другим шаблоном (далее «соседний» шаблон), наиболее близким по форме. Для оценки устойчивости результатов фильтрации к форме объекта использовался усредненный коэффициент корреляции между «искаженным» объектом и преобразованным с помощью МПГИ «соседним» шаблоном $R_{\text{сш}}$. Для наглядности на рисунке 4 мелким пунктиром показано также пороговое значение идентификации по коэффициенту взаимной корреляции, рассчитанное по методике, разработанной в [14].

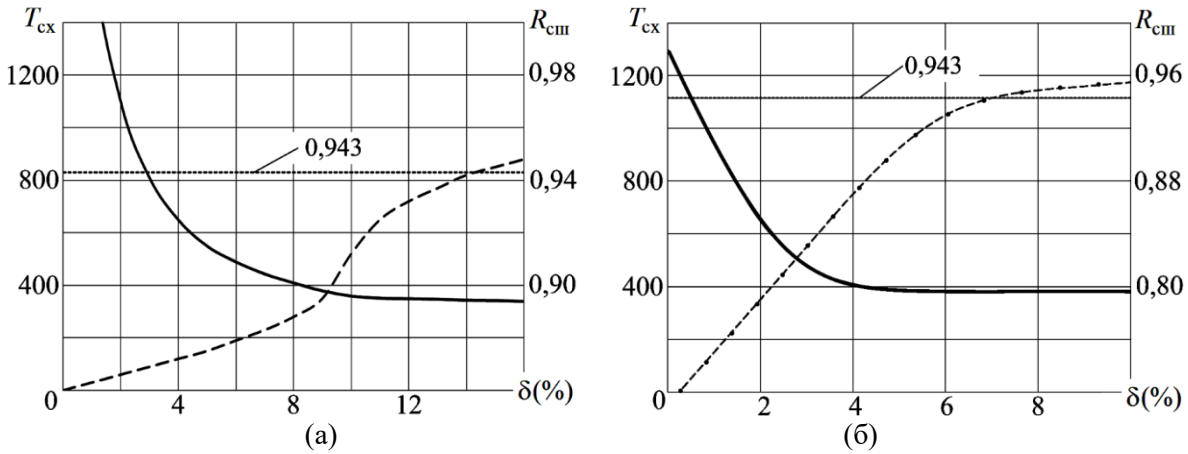


Рисунок 4. Зависимость числа итераций до установившегося режима (непрерывная кривая) и средней корреляции с «соседним» шаблоном (пунктирная кривая) от размера маски фильтра Гаусса (а - для бинарных изображений; б - для полутоновых изображений.)

Из графиков видно, что число итераций, необходимых для сходимости оценок, формируемых МПГИ, имеет существенные изменения только до размера фильтра, равного примерно 9% от размера изображения, после чего оно уменьшается незначительно. Превышение порога значением коэффициента корреляции $R_{сш}$ с «соседним» шаблоном (что приводит к ложной идентификации) происходит при размере маски фильтра более 14%. Исходя из совокупности вышеперечисленных критериев, можно считать, что для фильтра Гаусса оптимальным размером маски является 9-10 % размера объекта. При предварительной фильтрации бинарного изображения с такой маской фильтра число итераций, необходимых для сходимости оценок $T_{сх} \approx$ 380, а средний рабочий диапазон МПГИ составляет: $к = 0{,}3\ldots1{,}5$; $\varphi = -58^0\ldots+58^0$; $h = -34\ldots+34$ пикселей.

Применение предварительной фильтрации с теми же размерами маски фильтра для полутоновых изображений может привести к обратному эффекту: уменьшению числа отсчетов, в которых производная целевой функции отлична от нуля. Это видно, например, из правого нижнего графика рисунка 1а, где размер маски предварительной фильтрации составлял 9% размера объекта. Внутри области объекта есть подобласти, в которых яркости не меняются (они сгладилось). Поэтому для полутоновых изображений было проведено аналогичное исследование, результаты которого представлены на рисунке 4б.

Из графиков видно, что оптимальным размером маски фильтра для полутоновых изображений является размер маски фильтра 2-3% от размера изображения, а превышение порога для корреляции с «соседним» шаблоном происходит при 7% от размера объекта. При предварительной фильтрации полутонового изображения с маской фильтра 3% число итераций, необходимых для сходимости оценок, $T_{сх} \approx 520$, а средний рабочий диапазон МПГИ при применении такого фильтра: $к = 0{,}4\ldots1{,}4$; $\varphi = -38^0\ldots+38^0$; $h = -14\ldots+14$ пикселей, что меньше примерно в 1,5 раза по параметру угла поворота и в 2,4 раза по сдвигу по сравнению с результатами, полученными на бинарных изображениях.

Таким образом, применение предварительной фильтрации для бинарных изображений даёт существенный рост скорости сходимости оценок, формируемых МПГИ. По результатам исследований на базе изображений COIL-20 число итераций до сходимости оценок идентификации уменьшается почти в 10 раз (в среднем со 3600 до 380 итераций) по сравнению с ситуацией без предварительной фильтрации. Низкочастотная фильтрация положительно сказывается и на увеличении рабочего диапазона МПГИ. Оптимальный размер маски фильтра для бинарных объектов составляет 9-10% размера объекта. Результаты исследования полутоновых изображений показали, что для них также целесообразна предварительная низкочастотная фильтрация объектов для увеличения скорости сходимости параметров идентификации и расширения эффективного рабочего диапазона, но ввиду особенностей полутоновых объектов оптимальный размер маски фильтра равен 2-3% размера объекта.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Правительства Ульяновской области в рамках научных проектов № 18-41-730006 и № 19-47-730004.

Литература

1. Полтавский, А.В. Основы распознавания образов с помощью средств вычислительной техники / А.В. Полтавский, А.В. Гриншкун //Двойные технологии – 2017. – № 2. – С. 55-66.
2. Князь, В.А. Технологии интеллектуальной обработки информации для задач навигации и управления беспилотными летательными аппаратами / В.А. Князь, Б.В. Вишняков, Ю.В. Визильтер, В.С. Горбацевич, О.В. Выголов // Труды СПИИРАН. – 2016. – Вып. 45. – С. 26-44. DOI: http://dx.doi.org/10.15622/sp.45.2.
3. Magdeev, R.G. A comparative analysis of the efficiency of the stochastic gradient approach to the identification of objects in binary images / R.G. Magdeev, A.G. Tashlinskii // Pattern recognition and image analysis. - 2014. - V. 24, No. 4. - P. 535-541. DOI: 10.1134/S1054661814040130.
4. Magdeev, R.G. Efficiency of object identification for binary images / R.G. Magdeev, A.G. Tashlinskii1 // Computer Optics – 2019 – V.43(2). - P. 277-281. DOI: 10.18287/2412-6179-2019-43-2-277-281.
5. Ковалевский, В. А. Методы оптимальных решений в распознавании изображений / В.А. Ковалевский. – М. : Наука, 1976. – 328 с.
6. Фурман Я. А. Цифровые методы обработки и распознавания бинарных изображений / Фурман Я. А., Юрьев А. Н. , Яншин В. В. — Красноярск: Изд-во Краснояр. ун-та, 1992.— 248 с.
7. Tashlinskii, A.G. Pseudogradient Estimation of Digital Images Interframe Geometrical Deformations / A.G. Tashlinskii . - Vision Systems: Segmentation & Pattern Recognition, 2007. Vienna, Austria: I Tech Education and Publishing. - P. 465–494. DOI: 10.5772/4975.
8. Цыпкин Я. З. Информационная теория идентификации / Я. З. Цыпкин. — М. : Наука. Физматлит, 1995.
9. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. - М. : Техносфера, 2012. - 1104 с.
10. Фадеева, Г.Л. Оптимизация псевдоградиента целевой функции при оценивании межкадровых геометрических деформаций изображений: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.18. – Ульяновск. - 2000. - 17 с
11. Nene, S.A Columbia Object Image Library (COIL-20) / S.A. Nene, S.K. Nayar, H. Murase Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www1.cs.columbia.edu/CAVE/software/ softlib/coil-20.php
12. Tashlinskii, A.G. The specifics of pseudogradient estimation of geometric deformations in image sequences / A.G. Tashlinskii // Pattern Recognition and Image Analysis. 2008. - V. 18, № 4. - P. 700-705. DOI: 10.1134/S1054661808040275.
13. Ташлинский, А.Г. Оценивание параметров пространственных деформаций последовательностей изображений / А.Г.Ташлинский. - Ульяновск: УлГТУ, 2000. -132 с.
14. Ташлинский, А.Г. Повышение достоверности идентификации объектов на бинарных изображениях / А.Г. Ташлинский, Р.Г. Магдеев // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2017. – № 12. – С. 24-30.

ANALYSIS OF THE APPLICATION OF PRELIMINARY FILTRATION FOR THE METHOD OF PSEUDOGRADIENT IDENTIFICATION OF OBJECTS IN BINARY AND HALFTONE IMAGES

lect. Magdeev R.G., prof. Tashlinskii A.G.

Ulyanovsk State Technical University

In this paper, we consider ways to improve the efficiency of the method of stochastic gradient identification of objects for binary and grayscale images due to the methods of image preprocessing. Identification of an object is understood as the recognition of an object on the image with its parameters estimation. Low-pass filtering image are considered as preliminary processing. The rate of convergence of identification parameters is investigated. The optimal sizes of the Gaussian filter mask for binary and grayscale images were found based on COIL-20 images.

СЕКЦИЯ № 6. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМ ЦОС

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ НОВЫХ МЕТОДОВ И АЛГОРИТМОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИНФОРМАЦИИ ДАТЧИКА СТАТИЧЕСКОГО И ПОЛНОГО ДАВЛЕНИЙ НА БАЗЕ ЛИНЕЕК ФОТОЭЛЕКТРОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

инж. Борисов Р.А.[1], проф. Антонец И.В.[2],
асп. Кортов А.В.[3], к.т.н. Алексеев Э.О.[4]

[1] ООО «НИЦ Радиотехники», г. Санкт-Петербург,
[2]Ульяновский институт гражданской авиации имени
главного Маршала авиации Б.П. Бугаева, г. Ульяновск,
[3]Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», г.
[4] Филиал ВУНЦ ВВС «ВВА», г. Сызрань

Необходима информация для осуществления пилотирования воздушного судна (ВС) во многом обеспечивается аэрометрическими системами, при этом достоверность и точность предоставляемой информации предопределяют безопасность осуществления полета. В современных системах воздушных сигналов (СВС) вычисление высотно-скоростных параметров полета ВС осуществляется путем использования аэродинамического метода, включающего измерение давлений набегающего воздушного потока (полного давления) и невозмущенного воздушного потока (статического давления), а также температуры заторможенного воздушного потока. Полученная информация, согласно алгоритму работы цифровой СВС, используется для расчета барометрические высоты (абсолютной и относительной), скорости полета (истинной, приборной и числа Маха) и истинной температуры окружающего воздуха. Технические и метрологические характеристики датчиков давлений, такие как диапазон измерений, точность, быстродействие, массогабаритные параметры, энергопотребление, надежность – во многом предопределяют их востребованность для установки на гражданских и военных самолетах, вертолетах, беспилотных летательных аппаратах и других. Широко применяемые в настоящее время в авиации частотные датчики давлений обладают рядом существенных недостатков, к которым можно отнести нелинейные искажения характеристики преобразования давления в частоту, значительные температурные погрешности, относительно большие массогабаритные параметры и энергопотребление. Некоторых из указанных недостатков лишены вибрационно-частотные датчики давления, изготовленные на кристалле кремния, в которых прогиб кремниевой мембраны вызывает изменение частоты колебаний резонатора. К недостаткам вибрационно-частотных датчиков давления, изготовленных на базе кристаллов кремния, можно отнести их низкую чувствительность; значительные гистерезисные явления и нестабильность; наличие нелинейности.

Датчики давления, основанные на оптическом методе преобразования информации, предполагающие наличие линейки фотоэлектронных элементов или матриц, позволяющих осуществлять преобразование пространственного распределения светового поля в электрический сигнал, получают в последние годы широкое распространение. Отличительной чертой, предлагаемых в работе датчиков, является наличие высокочувствительного вторичного преобразователя и мембранной коробки или устройства управления деформациями, основанного на использовании законов магнитного притяжения, которые обеспечивают повышение точности измерения аэрометрических параметров и во многом исключают недостатки аналогов.

Следовательно, необходимо не только теоретически исследовать процесс обработки информации от датчика, но и создавать математические модели, в том числе дискретные, позволяющие использовать их в цифровых алгоритмах для повышения точности измерений. Разработка данных методов и алгоритмов для повышения точности измерения вторичных преобразователей информации на основе оптических ПЗС позволит не только уменьшить уровень ошибки конечного результата измерения сигнала с датчика с помощью современных цифровых измерительных систем, но и оптимизировать сам процесс измерения по временным затратам и себестоимости.

Нами разработаны ряд конструктивных решений, направленных на повышение эффективности датчиков аэрометрических давлениям по критериям повышение точности, снижение электропотребления, снижение массы и габаритных размеров, повышение степени интеграции в состав бортового оборудования.

Первая конструкция датчика аэрометрических давлений, использующего оптический метод преобразования информации [1], включает один источник излучения и две линейки фотоэлектронных элементов.

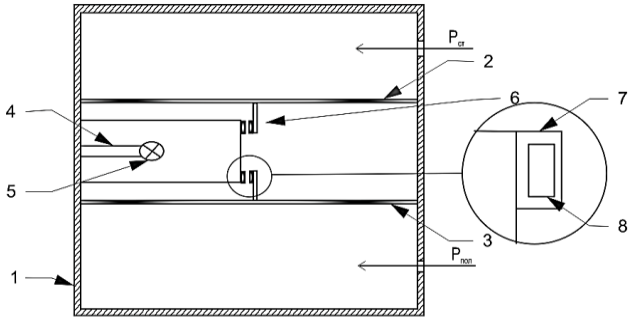


Рисунок 1 - Датчик давления, использующий оптический метод преобразования информации:
1 – корпус с двумя отверстиями, 2 и 3 – мембраны, 4 - стойка,
5 - источник излучения, 6 – линейка фотоэлектронных элементов, 7 – шторка, 8 – прорези.

Сущность предлагаемой конструкции датчика поясняется схемой устройства (рисунок 1), представленного на чертеже. Устройство содержит корпус 1 с двумя отверстиями, соответственно для измерения статического (Рст) и полного (Рпол) давлений, причем отверстия расположены выше и ниже зазора, образованного мембранами 2 и 3. Мембраны 2 и 3 анероидного чувствительного элемента разнесены по высоте, образуя зазор, из которого выкачан воздух, и герметично по периметру прикреплены к корпусу. Внутри безвоздушного зазора к стойке 4 прикреплен источник излучения 5 и две шторки 7 с прорезями 8. Две линейки фотоэлектронных элементов 6 крепятся к мембранам 2 и 3, причем чувствительные элементы указанных линеек обращены к соответствующим прорезям шторок 7. Работа устройства осуществляется следующим образом. В исходном состоянии мембраны 2 и 3 упругого чувствительного элемента занимают определенное положение. Оптическая энергия от источника излучения 5 через прорези 8 шторок 7, прикрепленных к мембранам 2 и 3, попадает на две линейки фотоэлектронных элементов 6 в виде оптических пятен.

В линейках фотоэлектронных элементов 6 отдельные элементы (пиксели) расположены вдоль одной координаты. Принцип работы данных устройств заключается в формировании внутри каждого фотоэлектронного элемента электрического сигнала, пропорционального поглощенной им оптической энергии. Достигается это благодаря фоточувствительному p-n переходу (как и в обычном фотодиоде), через который происходит разряд конденсатора фотоэлектронного элемента. Чем больше будет оптическая мощность, попадающая на пиксель, тем больше будет ток фотодиода и, следовательно, тем быстрее будет разряжаться конденсатор. В конце цикла измерения происходит считывание остаточного заряда конденсаторов пикселей.

При изменении статического (Рст) и (или) полного (Рпол) давлений мембраны 2 и 3 упругого чувствительного элемента деформируются, при этом линейки фотоэлектронных элементов 6, прикрепленные к верхней и нижней мембранам 2 и 3 смещаются, вызывая смещения на них оптических пятен от источника излучения 5 через прорези 8 шторок 7. При последовательном опросе пикселей на выходе линеек фотоэлектронных элементов будет формироваться электрический сигнал, у которого изменение амплитуды во времени отображает распределение оптической мощности в пространстве линейки фотоэлектронных элементов. Иными словами, на выходе линейки фотоэлектронных элементов будут формироваться цифровые сигналы, пропорциональные соответственно статическому и полному давлениям.

Высокая чувствительность линейки фотоэлектронных элементов требует минимальной деформации упругого элемента, что позволит избавиться от целого ряда погрешностей: остаточной деформации, нелинейности, упругих несовершенств материала, температурных колебаний, от воздействия линейных ускорений, от воздействия вибраций, от изменения свойств материала с течением времени и т.п. Бесконтактный съем информации и работа информационной системы в условиях вакуума значительно повысят эффективность процессов измерения. Отметим также значительное уменьшение энергопотребления.

Вторая конструкция [2] датчика аэрометрических давлений включает в себя мембранные коробки.

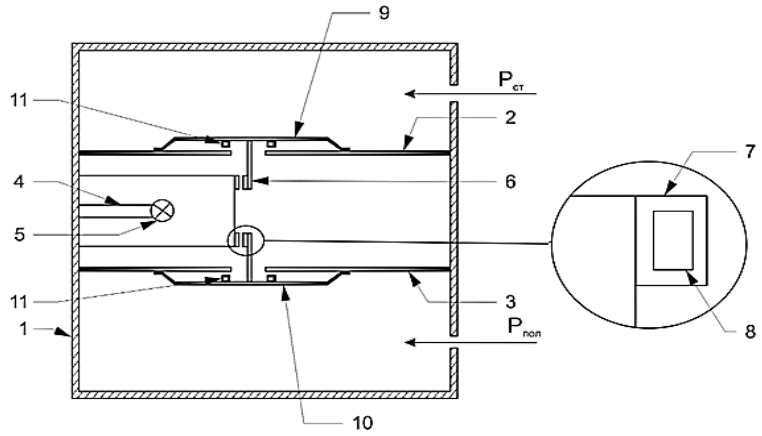


Рисунок 2 – Датчик аэрометрических давлений:
1 – корпус, 2, 3 – мембраны второй ступени, 4 – стойка, 5 – источник излучения, 6 – линейки фотоэлектронных элементов, 7 – шторка, 8 – прорезь, 9, 10 – мембраны первой ступени, 11 – опорное кольцо

Отличительной чертой предлагаемой конструкции является то, что в геометрических центрах мембран 2 и 3 (рисунок 2) выполнены отверстия, которые с внешних сторон мембран, по отношению к зазору, перекрываются дополнительными верхней 4 и нижней 5 мембранами, герметично по периметру прикрепленными к внешним сторонам основных мембран и имеющих кольцевые упоры 6. Дополнительные мембраны 4 и 5 имеют меньшую, по сравнению с основными мембранами 2 и 3, жесткость, а, следовательно, большую чувствительность. Внутри безвоздушного зазора к стойке 7 прикреплены источник излучения 8, а также верхняя и нижняя шторки 9 с прорезями 10. Две линейки фотоэлектронных элементов 11 крепятся к дополнительным мембранам: верхней 4 и нижней 5.

Предлагаемое устройство, обладая всеми достоинствами прототипа, позволяет значительно повысить точность измерения нелинейно изменяющегося давления (статического и полного), а также чувствительность датчиков давления на всех этапах измерения.

Третья конструкция [3] аэрометрического датчика давлений включает постоянные магниты для формирования заданной чувствительности во всем диапазоне измерения датчика давлений.

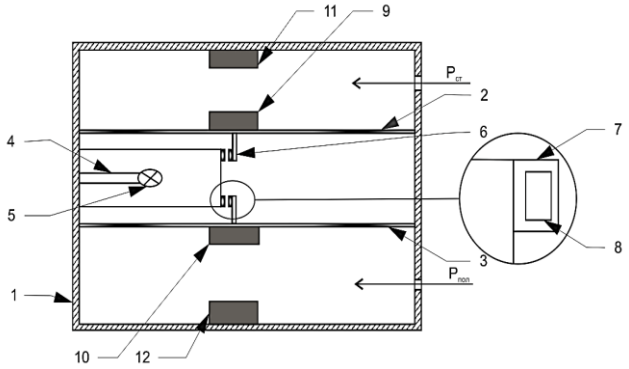


Рисунок 3 – Датчик аэрометрических давлений:
1 – корпус, 2, 3 – мембраны, 4 – стойка, 5 – источник излучения, 6 – линейки фотоэлектронных элементов, 7 – шторка, 8 – прорезь, 9, 10 – железосодержащие пластины, 11, 12 – постоянные магниты.

Отличительной чертой рассматриваемой конструкции является наличие в геометрических центрах мембран 2 и 3 (рисунок 3) железосодержащих пластин 9 и 10, напротив которых с зазорами, на внутренней поверхности корпуса установлены постоянные магниты 11 и 12. Внутри безвоздушного зазора к стойке 4 прикреплены источник излучения 5, а также верхняя и нижняя шторки 7 с прорезями 8. Две линейки фотоэлектронных элементов 6 крепятся к мембранам: верхней 2 и нижней 3.

Недостатком предыдущих устройств является то обстоятельство, что в нем упругие чувствительные элементы (мембраны), воспринимающие действие сил растяжения и сжатия, не в полной мере используют линейную часть упругой характеристики чувствительного элемента. Учитывая, что действие закона Гука

осуществляется при малых деформациях, указанный недостаток существенно снижает чувствительность датчика и точность измерения при малых давлениях.

В предлагаемой конструкции присутствует эффект усиления деформации УЧЭ за счет сил магнитного притяжения что позволяет расширить функциональные возможности вторичного преобразователя.

Четвертая конструкция [4] датчика аэрометрических давлений использует ветвление исходной информации на входе вторичного преобразователя.

Устройство содержит корпус 1 (рисунок 4) с двумя отверстиями, соответственно для измерения статического (*Рст*) и полного (*Рпол*) давлений, причем отверстия расположены выше и ниже зазора, образованного мембранами 2 и 3.

Мембраны 2 и 3 анероидного чувствительного элемента разнесены по высоте, образуя зазор, из которого выкачан воздух, и герметично по периметру прикреплены к корпусу.

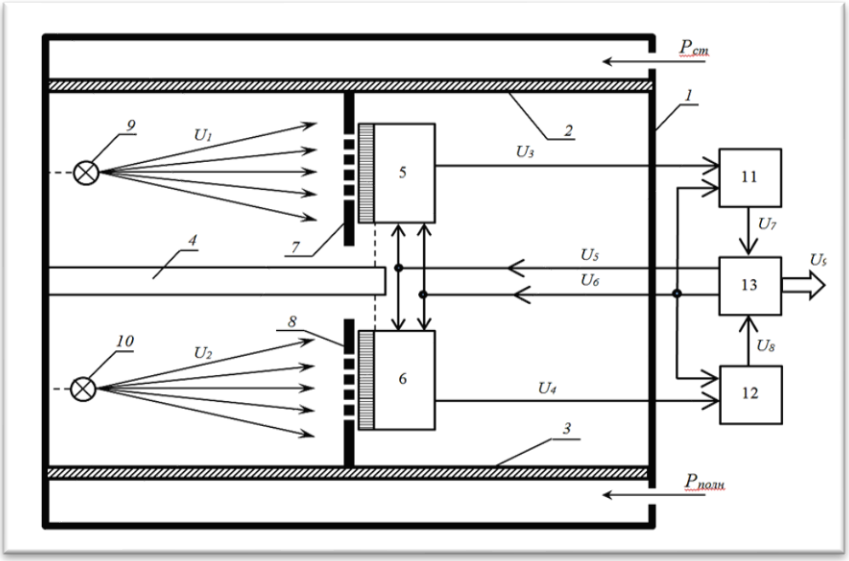


Рисунок 4 – Датчик аэрометрических давлений
1 – корпус с двумя отверстиями, 2 и 3 – мембраны, 4 - стойка,
5 и 6 - линейки фотоэлектронных элементов, 7 и 8 – шторки с прорезями (щелями), 9 и 10 – источники излучения, 11 и 12 аналогово-цифровой преобразователь, 13 – микроконтроллер.

Отличительной чертой этой конструкции является то, что сверху и снизу относительно стойки 4 к боковой стенке корпуса 1 жестко закреплены источники оптического излучения 9 и 10. Напротив источников излучения 9 и 10 расположены линейки фотоэлектронных элементов 5 и 6, жестко закрепленные на стойке 4. К центрам мембран 2 и 3 жестко закреплены шторки 7 и 8, соответственно, с *n* щелями. При этом шторка 7 расположена перед фоточувствительной областью линейки 5, шторка 8 расположена перед фоточувствительной областью линейки 6, а фоточувствительные области линеек фотоэлектронных элементов расположены вдоль направления перемещения шторок при изменении измеряемых давлений. Выход линейки 5 соединен с входом АЦП 11, а выход линейки фотоэлектронных элементов 6 – со входом АЦП 12. Выходы АЦП 11 и АЦП 12 соединены с первым и вторым входами микроконтроллера 13, первый и второй управляющие выходы которого соединены с двумя входами управления обоих линеек фотоэлектронных элементов, а второй управляющий вход также соединен с входами управления обоих АЦП. Разработанный датчик обладает высокой точностью за счет усреднения результатов измерений и уменьшения динамической погрешности.

Нами проведен теоретический анализ деформации упругих чувствительных элементов, выполненный с учетом характеристик вторичного преобразователя. По результатам теоретических исследований разработаны математические модели взаимосвязей информационных элементов с процедурами обработки данных при деформации упругих элементов при изменении статического и полного давлений, отличающаяся тем, что в них учитывается шаг дискретизации вторичного преобразователя обеспечивающая получение при минимально необходимой деформации упругого элемента заданной чувствительности[5]. Разработаны алгоритм и программа цифровой обработки сигналов [6].

Для оценки метрологических характеристик предлагаемого метода преобразования вторичной информации разработана экспериментальная установка (рисунок 5).

Результаты многочисленных экспериментов демонстрируют высокую точность и быстродействие измерительной системы.

Так, например, при частоте измерений 400 Гц положение жесткого центра определяется с абсолютной погрешностью ±1.10 мкм. Необходимо отметить, при эксперименте была использована не предельно допустимая частота и, следовательно, точность измерений можно повысить. В настоящее время нами разрабатываются алгоритмы и программы, позволяющие кратно повысить метрологические характеристики датчика давлений.

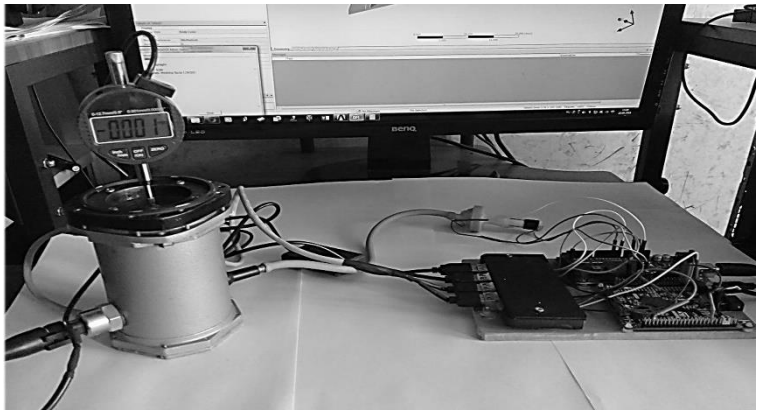


Рисунок 5 – Фото экспериментальной установки.

Литература

1. Патент РФ 2653596, МПК G01L 7/00 (2006.01). Датчик аэрометрических давлений/ Антонец И.В., Горшков Г.М., Борисов Р.А.; патентообладатель Ульяновский гос. тех. ун-т. (RU).-заявка 2017111362, заявл. 04.04.2017, опубл. 11.05.2018, бюл. №14.
2. Патент РФ 2702808, G01L 7/08 (2006.01), G01L 11/02 (2006.01). Датчик аэрометрических давлений/ Антонец И.В., Борисов Р.А., Горшков Г.М.; патентообладатель Ульяновский гос. тех. ун-т. (RU).-заявка 2018131388, заявл. 30.08.2018, опубл. 11.10.2019, бюл. №29.
3. Патент РФ 2684683, МПК G01L 7/08 (2006.01), G01L 11/02 (2006.01). Датчик аэрометрических давлений/ Антонец И.В., Борисов Р.А., Горшков Г.М., Черторийский А. А.; патентообладатель Ульяновский гос. тех. ун-т. (RU).-заявка 2017139645, заявл. 14.11.2017, опубл. 11.04.2019, бюл. №11.
4. Патент РФ 2712777, МПК G01L 7/02 (2006.01), G01L 11/02 (2006.01). Датчик аэрометрических давлений/ Антонец И.В., Борисов Р.А., Черторийский А. А.; патентообладатель ФГБУ науки Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук (RU).-заявка 2019114581, заявл. 13.05.2019, опубл. 31.01.2020, бюл. № 4.
5. Св. о гос. рег. программы для ЭВМ, № 2019663045, Программа для расчета упругих чувствительных элементов датчиков аэрометрических давлений/ Борисов Р.А., Антонец И.В.; заявители и патентообладатели Борисов Р.А., Антонец И.В., дата регистрации в Реестре программ для ЭВМ: 09.10.2019 г.
6. Св. о гос. рег. программы для ЭВМ, № 2019612079, Программа управления микроконтроллерами семейства STM32F4, обеспечивающая измерение линейных перемещений чувствительных элементов датчиков, использующих оптические преобразователи / Р.А. Борисов, И.В. Антонец; заявитель и правообладатель Борисов Р.А., дата регистрации в Реестре программ для ЭВМ: 09.10.2019 г.

DEVELOPMENT AND RESEARCH OF NEW METHODS AND ALGORITHMS FOR CONVERTING STATIC AND FULL PRESSURE SENSOR INFORMATION BASED ON PHOTOELECTRONIC ELEMENT LINES

Borisov R. A.[1], Antonec I. V.[2], Krotov A. V.[3], Alekseev Je.O.[4]

[1]Research Center for Radio Engineering
[2]Ulyanovsk Civil Aviation Institute
[3]Saint-Petersburg Electrotechnical university “LETI”
[4]MERC AF «AFA»

The necessary information for piloting an aircraft is largely provided by aerometric systems, while the reliability and accuracy of the information provided determine the safety of the flight. In modern air signal systems, the calculation of altitude and speed parameters of aircraft flight is carried out by using an aerodynamic method that includes measuring the pressures of the incoming air flow (total pressure) and undisturbed air flow (static pressure), as well as the temperature of the inhibited air flow. The information obtained, according to the algorithm of the digital air signal system, is used to calculate the barometric altitude (absolute and relative), flight speed (true, instrument and Mach number) and the true ambient temperature. Technical and metrological characteristics of pressure sensors, such as measurement range, accuracy, speed, weight and size parameters, energy consumption, and reliability, largely determine their demand for installation on civil and military aircraft, helicopters, unmanned aerial vehicles, and others. Currently widely used in aviation, frequency pressure sensors have a number of significant disadvantages, which include nonlinear distortions of the pressure-to-frequency conversion characteristic, significant temperature errors, relatively large weight and size parameters, and energy consumption. Vibration-frequency pressure sensors made on a silicon crystal, in which the deflection of the silicon membrane causes a change in the frequency of the resonator vibrations, are deprived of some of these disadvantages. The disadvantages of vibration-frequency pressure sensors made on the basis of silicon crystals include their low sensitivity, significant hysteresis phenomena and instability, and the presence of non-linearity.

Pressure sensors based on the optical method of information conversion, which assume the presence of a line of photoelectronic elements or matrices that allow converting the spatial distribution of the light field into an electric signal, have become widely used in recent years. A distinctive feature of the sensors proposed in the work is the presence of a highly sensitive secondary Converter and a membrane box or a deformation control device based on the use of magnetic attraction laws, which provide an increase in the accuracy of measuring aerometric parameters and largely eliminate the disadvantages of analogues.

Therefore, it is necessary not only to theoretically investigate the process of processing information from the sensor, but also to create mathematical models, including discrete ones, that allow using them in digital algorithms to improve the accuracy of measurements. The development of these methods and algorithms to improve the accuracy of measurement of secondary information converters based on optical CCD will not only reduce the error level of the final result of measuring the signal from the sensor using modern digital measurement systems, but also optimize the measurement process for time and cost.

АНЭРРОРИКА ДЕДУКТИВНОЙ ОБРАБОТКИ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ИХ МНОГОСТУПЕНЧАТОГО ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

преп. Бурова А.Ю.

Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)

Рассмотрены вопросы использования цифровых методов дискретного преобразования Фурье полигармонических сигналов при их дедуктивной обработке элементарными устройствами наноэлектроники или электронными устройствами, реализованными на программируемых логических интегральных схемах. Дедуктивная обработка цифровых сигналов выполняется на основе их дискретного преобразования Фурье операциями сложения и сдвига временных отсчётов этих сигналов. Их цифровая разностная фильтрация с целочисленными разностными коэффициентами обеспечивает такое дискретное преобразование Фурье без выполнения операций умножения. Анэррорика дедуктивной обработки полигармонических сигналов на основе их дискретного преобразования Фурье, не требующего выполнения операций умножения, позволит уменьшать погрешность такой обработки на элементарных устройствах наноэлектроники и на программируемых логических интегральных схемах.

Введение

Постоянное развитие элементной базы наноэлектроники стимулирует перспективные разработки вычислительных алгоритмов преобразования цифровых сигналов её элементарными устройствами [1]. В

ряде случаев, при построении этих алгоритмов можно использовать методы цифровой обработки сигналов (ЦОС) на универсальных или специализированных процессорах и программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) [2-4]. Причём, ограниченные возможности аппаратной реализации быстрых матричных умножителей заставляют разрабатывать новые алгоритмы ЦОС без выполнения операций умножения.

Дедуктивная обработка цифровых сигналов (ДОЦС) на основе их многоступенчатого дискретного преобразования Фурье (МДПФ) с помощью цифровых разностных фильтров (ЦРФ) обеспечивает ЦОС только операциями сложения и сдвига. Понятие дедуктивной обработки сигналов означает их рекуррентное представление и преобразование методами конечных разностей [5]. Однако тривиальность элементарных устройств наноэлектроники актуализирует поиск решения проблемы снижения погрешности программно-аппаратной реализации вычислительных алгоритмов МДПФ цифровых сигналов на основе их нерекурсивной разностной цифровой фильтрации [6]. А целочисленность разностных коэффициентов ЦРФ позволяет снижать аппаратные затраты на ПЛИС-реализацию вычислительных алгоритмов ЦОС, поскольку обеспечивает ДОЦС на основе МДПФ с помощью ЦРФ без выполнения операций умножения [5-9].

Эффект квантования разностных коэффициентов ЦРФ оказывает сильное влияние на точность цифровой фильтрации, и, следовательно, на погрешность ДОЦС на основе МДПФ с помощью ЦРФ. Снижать погрешность такой обработки можно и должно её анэррорикой. Понятие «анэррорика» (от латинского «*errare*») означает совокупное применение способов и процедур снижения погрешности методов и алгоритмов обработки информации. Под термином «анэррорика» применительно к ДОЦС на основе МДПФ понимается активный процесс снижения уровня ошибок радиотехника при выборе разностных коэффициентов ЦРФ [10].

Цель и методы

Целью данного доклада является определение и формализация необходимого и достаточного условия снижения погрешности ДОЦС на основе МДПФ с помощью ЦРФ. Для достижения этой цели применялись методы направленного перебора и сравнительного анализа параметров и результатов МДПФ на основе разностной цифровой фильтрации различных порядков разности.

Теоретическая основа

Теоретической основой анэррорики ДОЦС на основе их МДПФ является метод конечных разностей, позволяющий заменять n-е временные отсчёты $x(n\cdot T)$ цифрового сигнала с периодом дискретизации T на их n_l-ые приращения l-го порядка $x_{\text{р}}(l,n_l\cdot T)$ по формуле (1) при n=0,1,2…N-1, n_l=0,1,2…N+l-1, l=1,2,3…L, а k-ые коэффициенты $h^*(k)$ цифровой фильтрации K-го порядка на k_M-ые разностные коэффициенты $h_{\text{р}}(M,k_M)$ цифровой разностной фильтрации K+M-го порядка и M-го порядка разности при k=0,1,2…K-1 и k_M=0,1,2…K+M-1, как показано на рисунке 1 [6-9]:

$$x(n\cdot T)=\sum_{n_0=0}^{n}\sum_{n_1=0}^{n_0}\dots\sum_{n_l=0}^{n_{l-1}}\dots\sum_{n_{L-1}=0}^{n_{L-2}}\sum_{n_L=0}^{n_{L-1}}x_{\text{р}}(L,n_L\cdot T). \quad (1)$$

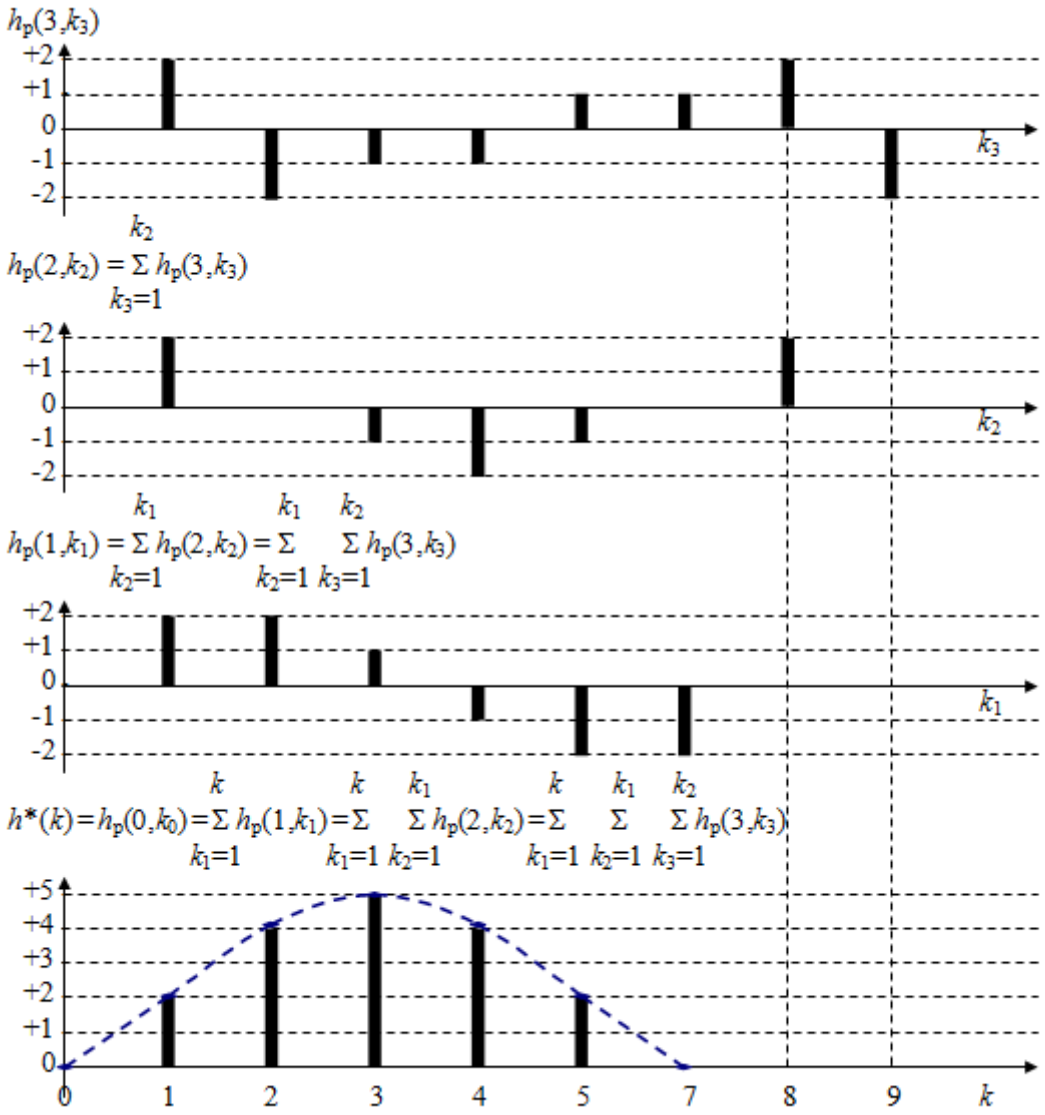


Рисунок 1 – Замена k-ых коэффициентов $h^*(k)$ цифровой фильтрации K-го порядка k_m-ми разностными коэффициентами $h_p(m,k_m)$ цифровой разностной фильтрации $K+m$-го порядка и m-го порядка разности при $k=0,1,2\ldots K\text{-}1$, $k_m=0,1,2\ldots K+m\text{-}1$, $m=1,2,3\ldots M$

Практическая значимость и новизна

Практическая значимость проведённого исследования состоит в определении необходимого и достаточного условия снижения погрешности ДОЦС на основе МДПФ с помощью ЦРФ, при их программно-аппаратной реализации на элементарных устройствах наноэлектроники и на ПЛИС.

Новизна результатов исследования заключается в формализации этого условия. Достоверность результатов исследования подтверждается их соответствием результатам известных разработок цифровых методов обработки сигналов.

Теоретические предпосылки исследования

МДПФ имеет пирамидальную структуру, обеспечивающую рекуррентность спектрального анализа полигармонического цифрового сигнала на всех ступенях такого преобразования Фурье. Оно представляет собой чередование вычислительных алгоритмов КОРДИК и разностной цифровой фильтрации. Применение ЦРФ с целочисленными разностными коэффициентами цифровой фильтрации позволяет заменять в алгоритме МДПФ каждую операцию умножения совокупностью операций сложения и сдвига [6,8-9].

Обеспечить повышение качества ДОЦС на основе МДПФ с помощью ЦРФ можно и должно снижением погрешности такой разностной цифровой фильтрации с целочисленными разностными коэффициентами. Эта погрешность определяется только эффектами округления обрабатываемых чисел при возможных переполнениях регистров в процессе многократного выполнения операций сложения. Кроме того, эффект квантования коэффициентов такой цифровой фильтрации оказывает сильное влияние на её точность [10].

Поэтому, для уменьшения погрешности ДОЦС на основе МДПФ с помощью ЦРФ необходимо и достаточно определять допустимые соотношения значений порядков его ЦРФ и порядков их разности [6,10]. Причём, ошибки округления результатов арифметических действий над отсчётами цифрового сигнала аналогичны шуму квантования этого сигнала. Но теоретический анализ суммарного шума за счет эффектов квантования всегда оказывается очень сложным, поскольку источников шума округления много, так как все они находятся в разных частях программной или аппаратурной реализации алгоритма МДПФ [10].

Таким образом, вряд ли возможен общий анализ величины погрешности ДОЦС, которая вызвана эффектами квантования и зависит от структуры вычислительного алгоритма и способа представления чисел в цифровых вычислительных устройствах. Вместе с тем, уменьшение погрешности ДОЦС на основе МДПФ с помощью ЦРФ при разработке её вычислительных алгоритмов при целочисленности разностных коэффициентов ЦРФ можно и должно обеспечить анэррорикой такой обработки методами сравнительного анализа и направленного перебора результатов МДПФ с помощью этих ЦРФ разного порядка при различных порядках разности для снижения аппаратных затрат на программно-аппаратную реализацию вычислительных алгоритмов на основе такого МДПФ.

Анализ результатов исследования

Цифровые методы МДПФ обеспечивают расчёт j-ых статистик (оценок) $y(j,n\cdot T)$ коэффициентов J-точечного рекуррентного дискретного преобразования Фурье цифрового сигнала $x(n\cdot T)$ путём J-полосной фильтрации n_L-ых приращений L-го порядка $x_{\text{р}}(L, n_L\cdot T)$ его n-х временных отсчётов на основе их цифровой разностной фильтрации $K+M$-го порядка с k_M-ми разностными коэффициентами M-го порядка разности $h_{\text{р}}(j,M,k_M)$ по формуле (2) при j=1,2,3…J, k=0,1,2…K-1, k_M=0,1,2…K+M-1, m=1,2,3…M и n=0,1,2…N-1, $N\geq L$ [6]:

$$y(j,n\cdot T)=\sum_{k=0}^{K+M-1}\sum_{k_0=0}^{k}\sum_{k_1=0}^{k_0}\ldots\sum_{k_M=0}^{k_{M-1}}\sum_{n_0=0}^{n}\sum_{n_1=0}^{n_0}\ldots\sum_{n_L=0}^{n_{L-1}} h_{\text{р}}(j,M,k_M)\cdot x_{\text{р}}(L,n_L\cdot T-k_M\cdot T). \quad (2)$$

Результаты анэррорики ДОЦС цифровыми методами МДПФ пирамидального типа с ЦРФ разных порядков и различных порядков разности с целочисленными разностными коэффициентами приведены на рисунке 1.

Выбор соотношения порядков ЦРФ и порядков их разности позволяет снизить погрешность дедуктивной обработки полигармонического цифрового сигнала на основе МДПФ, не требующего выполнения операций умножения, до 3% по сравнению с погрешностью ЦОС на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ) с минимальным числом операций умножения и сложения, импульсная характеристика которого, имеющая форму вида ($Sin[x]/x$), отображёна жирной пунктирной линией на рисунке 1. Причём аппаратные затраты на такую ЦОС превышают аппаратные затраты на дедуктивную обработку того же сигнала. Анэррорика ДОЦС на основе МДПФ с помощью ЦРФ позволяет выбрать порядок разности коэффициентов, используемых ЦРФ с допустимой погрешностью такого преобразования исходя из приемлимости соотношения необходимого числа разностных коэффициентов ЦРФ заданного порядка при выбранном порядке разности и требуемого числа дополнительных операций сложения для выполнения МДПФ с помощью ЦРФ с такими коэффициентами, как показано на рисунке 1, где погрешность МДПФ не превышает 3% погрешности БПФ.

Необходимым и достаточным условием снижения погрешности ДОЦС на основе МДПФ с помощью ЦРФ без выполнения арифметических операций умножения является тривиальность значений целочисленных разностных коэффициентов ЦРФ заданного порядка и заданного порядка разности. Выполнение этого условия можно и должно обеспечивать заданием такого соотношения значений порядков ЦРФ с целочисленными разностными коэффициентами и порядков их разности, которое обеспечивается минимальным числом дополнительных операций сложения при МДПФ цифровых сигналов с помощью этих ЦРФ для достижения допустимого уровня погрешности ДОЦС на основе МДПФ без выполнения операций умножения по сравнению с уровнем погрешности соответствующего цифрового алгоритма БПФ с минимальным числом операций умножения.

Формализация такого условия позволяет определять значение порядка K и порядка разности M ЦРФ, при

которых его целочисленные разностные коэффициенты имеют только тривиальные значения, обеспечивающие в формуле (2) свёртку n_L-го приращения L-го порядка $x_{\text{р}}(L, n_L \cdot T - k_M \cdot T)$ и k_M-го разностного коэффициента M-го порядка разности $h_{\text{р}}(j,M,k_M)$ без умножения по формуле (3) при j=1,2,3…J, k_M=0,1,2…K+M-1, n_L=0,1,2…N+L-1:

$$h_{\text{р}}(j,M,k_M)\cdot x_{\text{р}}(L,n_L\cdot T-k_M\cdot T)=\begin{cases}x_{\text{р}}(L,n_L\cdot T-k_M\cdot T),\ \text{если}\ h_{\text{р}}(j,M,k_M)=1;\\ 0,\ \text{если}\ h_{\text{р}}(j,M,k_M)=0;\\ -x_{\text{р}}(L,n_L\cdot T-k_M\cdot T)\ \text{если}\ h_{\text{р}}(j,M,k_M)=-1.\end{cases} \quad (3)$$

Заключение

Вариативность построения вычислительного алгоритма МДПФ с помощью ЦРФ высокого порядка разности обусловлена возможностью выбора таких наборов тривиальных целочисленных коэффициентов разностной цифровой фильтрации, которые отличаются как порядками этой фильтрации, так и порядками её разности. Анэррорика дедуктивной обработки сигналов цифровыми методами МДПФ позволяет снижать аппаратные затраты на программно-аппаратную реализацию вычислительных алгоритмов преобразования цифровых сигналов на элементарных устройствах наноэлектроники или ПЛИС. Принятие решения разработчиками таких алгоритмов о допустимости соотношения порядков используемых ЦРФ и порядков их разности, обеспечивающих достижение баланса между числом операций умножения, требующимся для МДПФ цифровых сигналов, и числом операций сложения, необходимым для МДПФ без выполнения операций умножения позволяет выполнять необходимое и достаточное условие снижения погрешности ДОЦС на основе МДПФ с помощью ЦРФ без выполнения арифметических операций умножения.

Литература

1. Щука А.А. Нанотранзисторы в наноэлектронике // Радиотехника. – 2007. – № 9. – С.41-47.
2. Витязев В.В. Многоскоростная обработка сигналов. – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2017 г. – 336 с.
3. Сперанский В.С. Сигнальные микропроцессоры и их применение в системах телекоммуникаций и электроники. – М.: Горячая Линия - Телеком, 2008. – 170 с.
4. Стешенко В.Б. ПЛИС фирмы ALTERA: элементная база, система проектирования и языки описания аппаратуры. – М.: Додэка-XXI, 2007. – 576 с.
5. Буров Ю.Я., Бурова А.Ю. Дедуктивная обработка цифровых сигналов на основе метода конечных разностей и методов разностной цифровой фильтрации и многоступенчатого дискретного преобразования Фурье, не требующего выполнения арифметических операций умножения // Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи имени А.С.Попова: 65 Научная сессия, посвященная Дню радио: Доклады. – М.: РНТОРЭС, 2010. – С.425-428.
6. Burova A.Yu. Digital signal processing without performing arithmetic multiplication operations. Amazonia Investiga. 2020. Vol. 9. №25. pp. 200-205.
7. Кузькин В.С. Разностная цифровая фильтрация // Радиотехника. – 1983. – № 1. – С.52-54.
8. Шинаков Ю.С., Буров Ю.Я. Разностная цифровая фильтрация с целочисленными коэффициентами // I-я Международная конференция: "Цифровая обработка сигналов и её применения", 30 июня – 3 июля 1998 г., Москва, Россия: Доклады: Том II. – М.: МЦНТИ, 1998. – С.94-99.
9. Шинаков Ю.С., Буров Ю.Я., Бурова А.Ю. Теория, методы и алгоритмы разностной цифровой фильтрации // 3-я Международная конференция: "Цифровая обработка сигналов и её применение", 29 ноября – 1 декабря 2000 г., Москва, Россия: Доклады: Том 1. – М.: МЦНТИ, 2000. – С.96-99.
10. Burova A.Yu., Kabakov V.V. “Unerroric” of multistage discrete Fourier transform of digital signal without arithmetic operations of multiplication. Amazonia Investiga. 2020. Vol. 9. №25. pp. 429-437.

UNERRORIC DEDUCTIVE PROCESSING OF DIGITAL SIGNALS BASED ON MULTISTAGE DISCRETE FOURIER TRANSFORM

Senior Lecturer Burova A.Yu.

Moscow Aviation Institute (National Research University)

The issues of using digital methods of discrete Fourier transform of polyharmonic signals for their deductive processing by elementary devices of nanoelectronics or programmable logic devices are considered. Deductive processing of digital signals is performed on the basis of their discrete Fourier transform by adding and shifting time samples of these signals. Their digital difference filtering with integer difference coefficients provides such a discrete Fourier transform without performing multiplication operations. Anerrorics of deductive processing of polyharmonic signals based on their discrete Fourier transform, which does not require multiplication operations, will reduce the error of such processing on elementary nanoelectronics devices and programmable logic devices.

_____ ◆ _____

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА ПЕРВИЧНЫХ СИГНАЛОВ ЦИФРОВОГО ЛАЗЕРНОГО ГИРОСКОПА НА ПРОЦЕССОРЕ 1892ВМ14Я АО НПЦ «ЭЛВИС»

доц. Витязев С.В.[1], н.с. Никишкин П.Б.[1], студ. Валуйский Д.В.[1], студ. Панарина А.А.[1], доц. Мишин В.Ю.[1], доц. Серебряков А.Е.[1], проф. Чиркин М.В.[1], доц. Молчанов А.В.[2]

[1]Рязанский государственный радиотехнический университет
[2]Московский институт электромеханики и автоматики

В статье рассматриваются вопросы, связанные с реализацией алгоритма расчета угловой скорости вращения на основе обработки первичных квадратурных сигналов лазерного гироскопа. Алгоритм обработки реализован на базе модуля АО НПЦ «ЭЛВИС» Салют-ЭЛ24ПМ на процессоре 1892ВМ14Я. Описаны подходы к реализации и оптимизации программного обеспечения с учетом особенностей архитектуры и средств разработки данного процессора. Приведены результаты измерений времени обработки. Проводится проверка соответствия полученных затрат времени требованиям обработки в реальном масштабе времени при заданных требованиях к частоте дискретизации входных квадратурных сигналов.

Все более широкое распространение в современных инерциальных системах навигации получают гироскопы на основе кольцевых гелий-неоновых лазеров, предложенные в [1]. Принцип работы таких гироскопов основан на измерении изменений разности фаз лазерных пучков (фазы Саньяка). Цифровые гироскопы имеют существенно большую чувствительность к угловым перемещениям, чем аналоговые. При этом одним из ключевых требований к гироскопу остается получение информации о величине угловой скорости в реальном масштабе времени, из чего следует необходимость модернизации алгоритмов расчета угловой скорости с использованием современных методов цифровой обработки сигналов [2]. В качестве развития технологии лазерной гироскопии в работе [3] предложен метод прецизионной регистрации перемещений интерференционной картины [4] в сочетании с применением методов цифровой обработки сигналов, снимаемых с лазерного гироскопа [5, 6]. Дальнейшим развитием работ [5, 6] является алгоритм цифровой обработки первичных сигналов гироскопа, предложенный в [7]. Данный подход использует для измерения разности фаз квадратурных первичных сигналов вычисление параметров кривой второго порядка на основе решения системы линейных алгебраических уравнений [7].

В данной работе предложена реализация алгоритма обработки первичных информационных сигналов гироскопа в соответствии с алгоритмом [7] на базе процессора 1892ВМ14Я производства АО НПЦ «ЭЛВИС». Алгоритм реализуется на одном DSP-ядре микросхемы 1892ВМ14Я на языке ассемблера. В статье приводятся полученные оценки временных затрат на реализацию алгоритма, описываются подходы к оптимизации и применению инструментальных средств с учетом особенностей архитектуры DSP-ядра.

Математическое описание алгоритма обработки первичных квадратурных сигналов

Приведем краткое описание реализуемого алгоритма обработки. Детали могут быть найдены в [7]. Входными данными алгоритма являются квадратурные составляющие сигнала, снимаемого с лазерного гироскопа с помощью фотодиода. Первичные информационные сигналы имеют вид, описываемый выражением (1):

$$U_c(t) = U_{c0} + U_{cm} * \cos(\psi(t) + \varphi_c);$$
$$U_s(t) = U_{s0} + U_{sm} * \cos(\psi(t) + \varphi_s). \quad (1)$$

Перед обработкой на процессорном модуле первичные сигналы проходят блок АЦП.

Первым этапом обработки сигнала после дискретизации является аппроксимация кривой второго порядка множества точек, соответствующего оцифрованному кадру сигналов U_s и U_c. Поиск кривой второго порядка заключается в минимизации суммы квадратов отклонений коэффициентов $c_1 \ldots c_5$ от кривой второго порядка, как показано в выражении (2):

$$c_1 - U_{si}^2 - c_2 U_{ci} U_{si} + c_4 U_{ci} + c_5 U_{si} = \delta_i, \sum_{i=1}^{N} \delta_i^2 \to min. \quad (2)$$

В выражении (2) N соответствует количеству отсчетов в обрабатываемом кадре дискретизированного сигнала. Процедура минимизации суммы квадратов ошибок приводит к системе линейных алгебраических уравнений, коэффициенты которой рассчитываются в соответствии с выражениями (3) и (4):

$$A = \begin{pmatrix} N & -a_4 & a_5 & a_1 & a_2 \\ -a_4 & a_4^2 & -a_4 a_5 & -a_1 a_4 & -a_2 a_4 \\ a_5 & -a_4 a_5 & a_5^2 & a_1 a_5 & a_2 a_5 \\ a_1 & -a_1 a_4 & a_1 a_5 & a_1^2 & a_1 a_2 \\ a_2 & -a_2 a_4 & a_2 a_5 & a_1 a_2 & a_2^2 \end{pmatrix}, \; B = a_3 \begin{pmatrix} 1 \\ -a_4 \\ a_5 \\ a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}, \quad (3)$$

$$a = \left(\sum_{i=1}^{N} U_{ci} \sum_{i=1}^{N} U_{si} \sum_{i=1}^{N} U_{ci}^2 \sum_{i=1}^{N} U_{si}^2 \sum_{i=1}^{N} U_{ci} U_{si} \right). \quad (4)$$

Описываемая выражениями (3) и (4) система уравнений решается численными методами. В рамках реализуемого алгоритма предлагается использовать метод решения систем алгебраических уравнений Холецкого. После решения системы алгебраических уравнений рассчитываются параметры квадратурных сигналов. Эти параметры выражаются через коэффициенты кривой второго порядка в соответствии с выражениями (5) – (9):

$$sin\psi_0 = \frac{c_3}{2\sqrt{c_2}}; \quad (5)$$

$$U_{s0} = \frac{c_3 c_4 + 2c_5}{4c_2 - c_3^2}; \quad (6)$$

$$U_{c0} = \frac{1}{2}(c_4 + c_3 U_{s0}); \quad (7)$$

$$U_{sm} = 2\frac{\sqrt{c_1^2 + U_{c0}^2 + c_2 U_{s0}^2 - c_3 U_{s0} U_{c0}}}{\sqrt{4c_2 - c_3^2}}; \quad (8)$$

$$U_{cm} = \sqrt{c_2} U_{sm}. \quad (9)$$

Рассчитанные параметры первичных квадратурных сигналов позволяют восстановить временные отсчеты фазы Саньяка в соответствии с выражениями (10) и (11):

$$cos\psi_i = \frac{U_{si} - U_{s0}}{U_{sm}}; \quad (10)$$

$$sin\psi_i = \frac{U_{ci} - U_{c0}}{U_{cm} cos\psi_0} - \frac{U_{si} - U_{s0}}{U_{sm}} * tan\psi_0. \quad (11)$$

Рассчитанная фаза Саньяка связана с искомой величиной угловой скорости (12):

$$\omega_i = \frac{k * \psi_i}{N}, \quad (12)$$

где k – масштабирующий множитель, зависящий от частоты дискретизации сигнала.

Таким образом, описанный выше алгоритм позволяет на основе разности фаз первичных информационных сигналов лазерного гироскопа рассчитать величину угловой скорости.

Реализация алгоритма обработки на процессоре 1892ВМ14Я

В рамках данной работы произведена реализация описанного алгоритма обработки первичных сигналов лазерного гироскопа на одном DSP-ядре процессора 1892ВМ14Я.

Задача реализации формулируется следующим образом. На вход блока цифровой обработки первичных сигналов поступает поток отсчетов по двум квадратурным каналам с частотой дискретизации 2,4 МГц. Обработка ведется покадрово с частотой следования кадров 2,4 кГц. Вопросы ввода/вывода в рамках данной работы не рассматриваются; считается, что кадр входных данных расположен во внутренней памяти DSP-ядра, и требуется его обработка в соответствии с применяемым алгоритмом. При этом допустимое время обработки кадра данных ограничено условием работы в реальном масштабе времени: время обработки

одного кадра отсчетов сигнала должно быть меньше периода следования тактовых импульсов, определяющих границы кадра, составляющего при заданных условиях 416,67 мкс. Формат данных на входе – 16-разрядные знаковые целые числа, поступающие с АЦП и преобразующиеся перед началом обработки в формат с плавающей точкой одинарной точности. Выходом процедуры обработки одного кадра является среднее значение угловой скорости на соответствующем временном отрезке, представленное 32-разрядным числом в формате с плавающей точкой. Требуется разработать программное обеспечение DSP-ядра процессора 1892ВМ14Я, корректно выполняющее обработку и отвечающее требованиям реализации в реальном времени при грамотном использовании аппаратных ресурсов.

Весь алгоритм обработки сигнала на DSP-ядре можно разделить на следующие этапы:

1) Расчет матриц коэффициентов системы линейных неоднородных уравнений;
2) Решение системы линейных неоднородных уравнений методом Холецкого;
3) Расчет коэффициентов кривой второго порядка;
4) Вычисление значения фазы Саньяка и на ее основе расчет угловой скорости.

Следует отметить, что архитектура DSP-ядра процессора 1892ВМ14Я позволяет выполнить до двух обращений к памяти за один такт за счет использования двух указателей X и Y [8]. Однако одновременное обращение возможно только к разным страницам памяти DSP, что накладывает ограничения на способ расположения квадратурных составляющих комплексного входного сигнала в памяти DSP-ядра. Квадратурные компоненты должны быть размещены на разных страницах внутренней памяти DSP, что реализуется применением директивы выравнивания массива отсчетов мнимой части сигнала по длине страницы памяти:

`.align 16384 signalB1`, где `signalB1` – массив отсчетов мнимой части сигнала.

Формирование матриц коэффициентов СЛАУ предполагает вычисление 13 сумм произведений различных степеней отсчетов входных квадратурных сигналов, как показано в выражениях (3) и (4). С учетом особенностей архитектуры DSP-ядра используемого процессора, а именно наличия в его составе 128-разрядных регистров общего назначения и возможностей вычислительных блоков FMU и FASU выполнять операции умножения и сложения параллельно над четверками операндов в формате с плавающей точкой [8], предлагается следующий способ реализации данного этапа алгоритма обработки. Комплексные отсчеты считываются из памяти по 4 за один такт, далее над этими четверками выполняются все необходимые математические операции, после чего считывается следующая четверка 32-разрядных отсчетов для каждого квадратурного сигнала.

Выход процедуры – два массива данных размерностями [5x5] и [5x1] в формате с плавающей точкой одинарной точности. В идеальном случае одна итерация цикла расчетов должна выполняться за 18 тактов. С учетом дополнительных затрат на объединение частичных сумм и запись результирующих массивов в память получим время на выполнение процедуры:

$$N_{\text{матр}} = N_{\text{итер}} * \frac{N}{4} + N_{\text{доп}} = 18 * \frac{1001}{4} + 117 = 4635 \text{ тактов.}$$

Реальное время выполнения составило 5329 тактов, что при тактовой частоте процессора 720 МГц составляет 7,4 мкс. Несоответствие теоретическому времени обработки связано с наличием дополнительных вспомогательных процедур обнуления регистров процессора, а также наличием ряда зависимостей по данным.

Решение СЛАУ методом Холецкого, описанным в [9], подразумевает расчет матриц U, Y и X. Для расчета требуются следующие вычисления: для матрицы U – 40 операций умножения с накоплением и 5 операций вычисления обратного квадратного корня, для матриц Y и X – по 15 операций умножения с накоплением. Для вычисления обратного корня числа в формате с плавающей точкой использовалась библиотека математических функций, разработанная АО НПЦ «ЭЛВИС» для процессора 1892ВМ14Я. Функция вычисления величины обратного корня на основе алгоритма Ньютона-Рафсона [11] занимает 37 тактов. Тогда, при условии, что архитектура процессора позволяет делать 4 умножения с накоплением за такт, получим следующее теоретическое время выполнения процедуры:

$$N_{\text{СЛАУ}} = 5 * N_{sqrt_recip} + \frac{(N_U + N_Y + N_X)}{4} = 5 * 37 + \frac{(40 + 15 + 15)}{4} = 203 \text{ такта.}$$

Реальное время выполнения процедуры решения СЛАУ составило 364 такта, или 0,51 мкс при тактовой частоте процессора 720 МГц. Это связано с наличием жестких зависимостей по данным, ограничивающим возможности реализации четырех умножений с накоплением за такт, а также накладными расходами на обращение к памяти.

Расчет коэффициентов кривой второго порядка (эллипса), описываемый формулами (5) - (9), не требует сложной оптимизации, так как выполняется однократно. Для выполнения расчетов требуется 19 операций умножения, 7 – сложения, а также 2 операции вычисления обратной величины квадратного корня и 3 – вычисления обратной величины. Для вычисления функций обратной величины и обратной величины квадратного корня использовались функции математической библиотеки процессора 1892ВМ14Я, выполнение которых занимает 42 и 37 тактов соответственно. При этом функцию расчета обратной величины удалось заменить функцией деления, затраты на которую составляют 26 тактов.

При условии выполнения четырех операций умножения и сложения за такт, получим время выполнения процедуры расчета параметров кривой второго порядка:

$$N_{\text{элл}} = 2 * N_{sqrt_{recip}} + 3 * N_{div} + \frac{\left(N_{\text{умн}} + N_{\text{сум}}\right)}{4} = 2 * 37 + 3 * 26 + \frac{19 + 7}{4} = 159 \text{ тактов.}$$

Реальное время выполнения расчета составило 208 тактов, или, при тактовой частоте процессора 720 МГц, 0,29 мкс. Увеличение времени обработки по сравнению с теоретическим связано с наличием зависимостей между некоторыми из рассчитываемых величин.

Алгоритм вычисления фазы Саньяка представлен на рисунке 1.

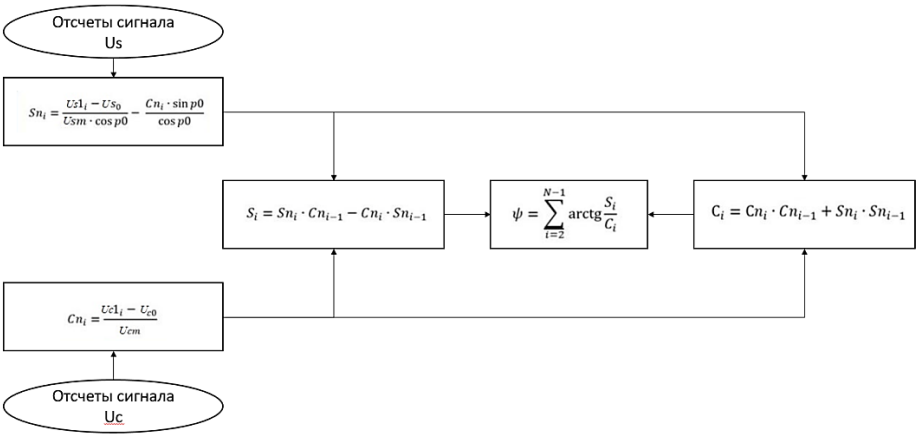


Рисунок 1 — Алгоритм расчета фазы Саньяка

Для чтения отсчетов квадратурных сигналов из памяти предлагается использовать ту же методику считывания по 4 32-разрядных отсчета за такт, что и для расчета матриц коэффициентов СЛАУ. Обработку также предлагается вести с использованием 128-разрядных регистров DSP-ядра.

Как видно из рисунка 1, расчет фазы Саньяка состоит из нескольких этапов. Приведем предположительное время выполнения этих этапов:

1. Расчет массивов S_{ni}, C_{ni} - 1001/4 x 11 тактов (3 вычитания + 5 умножений + 3 деления);
2. расчет массивов S_i, C_i - 1001 x 6 тактов (вычитание и сумма + 4 умножения);
3. расчет массива $1/C_i$ - 1000 x N_{div} тактов;
4. расчет массива S_i/C_i - 1000/4 x 1 такт (1 умножение);
5. расчет массива $arctg(S_i/C_i)$ - 1000 x N_{atan} тактов;
6. расчет суммы арктангенсов - 1000/4 x 1 такт (1 сумма);
7. Расчет угловой скорости - 28 тактов (2 умножения, 1 деление).

Арктангенс вычисляется с использованием стандартной функции библиотеки математических операций для процессора 1892ВМ14Я, затраты на которую составляют 90 тактов. Тогда итоговое теоретическое время выполнения процедуры расчета угловой скорости составит:

$$N_{\omega} = \sum_{i=1}^{7} N_i = 2761 + 6006 + 26000 + 251 + 90000 + 251 + 28 = 125297 \text{ тактов.}$$

За счет использования специальных возможностей системы команд процессора, в частности, возможности выполнить умножение и сложение за 1 такт, а также разбиения процедуры расчета на три последовательных этапа (один сложный цикл преобразован в последовательность трех простых циклов), удалось добиться времени выполнения процедуры расчета, равного 121099 тактам (168 мкс).

Суммарное время обработки кадра отсчетов сигнала составило, таким образом, 176.20 мкс, что при сравнении с допустимым временем 416,67 мкс оставляет существенный запас и позволяет возложить на это же DSP-ядро дополнительные функции, понизить его тактовую частоту или просто перевести его в режим ожидания следующего кадра данных.

Заключение

В рамках проводимой работы был реализован алгоритм обработки первичных информационных сигналов лазерного гироскопа на процессоре 1892ВМ14Я АО НПЦ «ЭЛВИС». Описаны основные подходы к оптимизации разрабатываемого ПО, основанные на особенностях средств разработки и архитектуры выбранного процессора. Была проведена теоретическая оценка времени выполнения разработанного ПО. Результаты теоретической оценки сопоставлены с реально проведенными измерениями времени работы ПО. Полученное время обработки сопоставимо с теоретическими ожиданиями и отвечает условию выполнения в реальном масштабе времени.

Литература

1. Aronowitz F. Fundamentals of the ring laser gyro, RTO-AG-339 AC/323 (SCI) TP/9, Optical Gyro and their application, May. 1999.
2. Kuznetsov A.G., Molchanov A.V., Chirkin M.V., Izmailov E.A. Precise laser gyroscope for autonomous inertial navigation // Quantum Electronics. — 2015. — Vol. 45, No. 1. — P. 78-88.
3. Alekseev S.Yu., Chirkin M.V., Mishin V.Yu., Morozov D.A., Borisov M.V., Molchanov A.V., Zakharov M.A. Method of lock-in threshold measurement in manufacture and operation of ring lasers // Gyroscopy and Navigation. — 2013. — Vol. 4, No. 4. — P. 223-228.
4. Pozar T., Mozina J. Enhanced ellipse fitting in a two-detector homodyne quadrature laser interferometer // Measurement Science & Technology. — 2011. — Vol. 22, No 6. - 085301 (8pp).
5. Dovbeshko A.A., Rfvinska I.V. Self-adapting laser gyroscope / Symposium on Gyro Technology. Stuttgart, Germany, 2001. pp. 7-11.
6. Killpatrick J.E., Berndt D. Modular laser gyro / US Patent 6208414; 27.03.2001.
7. В.Ю. Мишин, А.В. Молчанов, М.В. Чиркин. Проблема цифровой обработки первичных квадратурных сигналов в лазерных гироскопах // Приборы. — 2013. — № 1(151). — с. 33-38.
8. Микросхема интегральная 1892ВМ14Я. Руководство пользователя. — АО НПЦ «ЭЛВИС», 01.08.2019. — 1609 с.
9. Вержбицкий В. М. Основы численных методов. — М.: Высшая школа, 2009. — 840 с.
10. Библиотека элементарных математических функций LibNVCom02EMF. Руководство программиста. — АО НПЦ «ЭЛВИС», 01.06.2012. — 9 с.
11. Самаский А.А., Гулин А.В. Численные Методы. Учеб. пособие для вузов. — М.: Наука, 1989.

DIGITAL PROCESSING OF PRIMARY SIGNALS OF A DIGITAL LASER GYROSCOPE ON THE «ELVEES» 1892VM14YA PROCESSOR

Vityazev S.V.[1], Nikishkin P.B.[1], Valuyskiy D.V.[1], Panarina A.A.[1], Mishin V.Yu.[1], Serebryakov A.Ye.[1], Chirkin M.V.[1], Molchanov A.V.[2]

[1]Ryazan state radioengineering university
[2]Moscow institute of electromechanics and automatics

The article deals with issues related to the implementation of the algorithm for calculating the angular velocity of rotation based on the processing of primary quadrature signals of a laser gyroscope. The processing algorithm is implemented on the basis of the module of "ELVEES" Salyut-EL24PM on the 1892VM14YA processor. Approaches to the implementation and optimization of software are described, taking into account the features of the architecture and development tools of this processor. The results of processing time measurements are presented. Verification of compliance of the received time expenditures with the requirements of processing in real time with the specified requirements for the sampling frequency of input quadrature signals is carried out.

МНОГОПОТОЧНЫЙ LDPC ДЕКОДЕР НА ГРАФИЧЕСКОМ ПРОЦЕССОРЕ ДЛЯ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМЫХ РАДИОСИСТЕМ С НИЗКОЙ ЗАДЕРЖКОЙ

м.н.с. Волков И.Ю., н.с. Харин А.В., к.т.н. доц. Лихобабин Е.А.,
к.т.н. доц. Овинников А.А., д.т.н. проф. Витязев В.В.

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина

В статье описывается метод реализации многопоточной версии LDPC декодера с малой задержкой для графических процессоров, применимый в программно-определяемых радиосистемах (SDR). Полученные значения задержки и пропускной способности соответствуют техническим требованиям режимов со сверхнизкой задержкой из спецификации системы связи пятого поколения NGMN 5G. В качестве тестовой платформы использовался графический процессор NVIDIA RTX 2080.

Коды с низкой плотностью проверок на четность (LDPC) [1] получили широкое распространение в современных стандартах цифровой связи, например, они используются в стандартах DVB-T2/S2 [2], WiFi [3], WiMax [4] и др. Алгоритмы декодирования данных кодов отличаются высокой вычислительной сложностью, что привело к большой популярности параллельных высокоскоростных реализаций LDPC декодеров на различных платформах, в том числе и на современных графических процессорах (ГП) [5-12]. Один из наиболее популярных подходов к реализации таких декодеров на ГП заключается в одновременном декодировании большого количества кодовых слов [5, 7, 9, 12] т. к. такой подход позволяет минимизировать накладные расходы на организацию параллельных вычислений и получить высокую пропускную способность, достигающую нескольких гигабит в секунду [11]. Однако, для достижения такой пропускной способности требуется реализовывать накопление пакета кодовых слов, что ведет к увеличению задержки декодирования до сотен миллисекунд [9, 12]. Таким образом, данный подход хорошо применим при моделировании работы телекоммуникационных систем, но в случае работы с программно-определяемыми радиосистемами (SDR) большая задержка обработки становится недопустимой. Например, в современных стандартах связи задержка даже в 1 мс уже становиться критичной [13, 14]. Для коротких LDPC кодов, например, для кода (1944, 972) из [3], уже существует эффективный подход к разработке декодеров с низкой задержкой [11]. Он основан на хранении всех обрабатываемых данных в высокоскоростной общей (англ. shared) памяти ГП. Однако, ограниченный объем данной памяти не позволяет использовать такой подход для кодов с длиной кодового слова более чем несколько тысяч бит. В свою очередь, в данной статье предлагается реализация CUDA LDPC декодера с крайне низкой задержкой (менее 0,3 мс) для SDR систем с возможностью работы с квазициклическими LDPC кодами различной длины.

Параметры LDPC декодера

Любой LDPC код может быть представлен проверочной матрицей **H**, содержащей в основном нули и только малое количество единиц. Так, (N, K) LDPC код представляется матрицей **H** состоящей из $M \geq N - K$ строк и N столбцов. Обозначим строки матрицы **H** как проверочные узлы (англ. check nodes, CN), а все биты кодового слова – как информационные узды (англ. variable nodes, VN).

Один из наиболее распространённых видов LDPC кодов – это квазициклические коды (англ. QC-LDPC), которые не только нашли применение в различных стандартах связи текущего поколения [3-4], но также рассматриваются как кандидаты на использование в стандартах связи 5G [15]. Проверочная матрица **H** таких кодов может быть представлена как $\mathbf{H} = \mathbf{P}^{\mathbf{Hb}}$, где **P** – матрица циклической перестановки, а $\mathbf{H_b}$ – базовая матрица, состоящая из двух частей $\mathbf{H_b} = [\mathbf{H_{b1}}, \mathbf{H_{b2}}]$. Размер матрицы $\mathbf{H_{b1}}$ равняется $m_b \times k_b$, где $k_b = n_b - m_b$. В свою очередь, $k_b = K / z$ и $n_b = N / z$, где z – размер циркулянта. Первая часть $\mathbf{H_{b1}}$ базовой матрицы $\mathbf{H_b}$ отвечает за систематические биты, а матрица $\mathbf{H_{b2}}$ размером $m_b \times m_b$ – за проверочные биты.

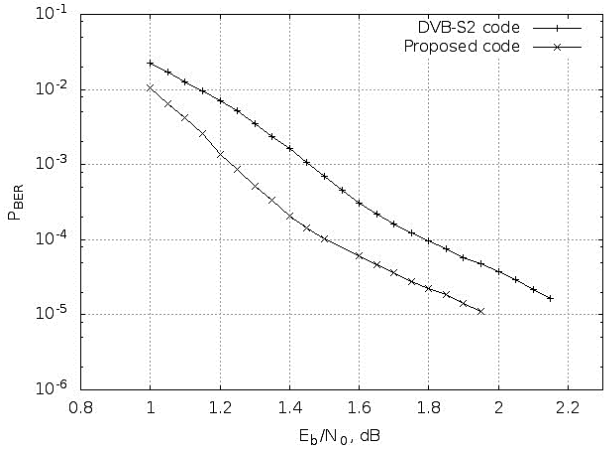


Рисунок 1 — Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал шум для рассматриваемого кода (16200, 9000) и для кода (16200, 9000) из стандарта DVB-S2

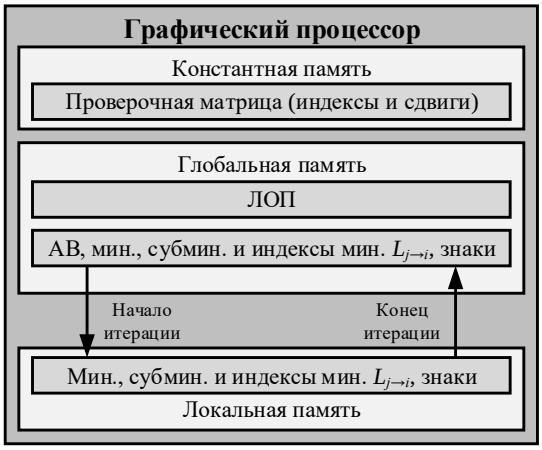


Рисунок 2 — Расположение массивов в памяти устройства CUDA

В статье применяется квазициклический LDPC код (16200, 9000) с размером циркулянта $z \times z$, где $z = 90$. Максимальные веса строк и столбцов больше аналогичного кода (16200, 9000) из стандарта DVB-S2 [2] и равняются 12 и 7 соответственно. Как показано на рисунке 1, рассматриваемый код демонстрирует большую эффективность декодирования в сравнении с аналогичным кодом из стандарта DVB-S2. Оценка эффективности проводилась для следующих параметров: алгоритм декодирования — нормированный алгоритм минимум-сумма, максимальное число итераций декодирования — $I_{max} = 20$, тип модуляции — BPSK, модель канала связи — канал с АБГШ.

В качестве алгоритма декодирования в данной работе используется алгоритм минимум-сумма (МС). Данный алгоритм является упрощенной версией логарифмического алгоритма распространения доверия (ЛАРД) и подробно рассмотрен в ряде других работ [8-12]. Алгоритм основан на передаче сообщений с достоверностью бит между проверочными и информационными узлами с последующим вычислением апостериорной вероятности (АВ) для каждого из N бит принятого кодового слова [16-17]. Обозначим сообщение между i-м информационным и j-м проверочным узлом как V2C = $\{L_{i\to j}\}$, и сообщение между j-м проверочным и i-м информационным узлом как C2V = $\{L_{j\to i}\}$. Так же обозначим как L_i^{APP} АВ i-го бита кодового слова.

Предложенная реализация алгоритма МС отличается от обычной реализацией одной важной особенностью: для более эффективного использования памяти ГП сообщения V2C и C2V хранятся в виде составляющих частей (минимальный и субминимальный модули сообщений C2V, индекс минимального сообщения для каждого проверочного узла, знаки сообщений C2V) и вычисляется по мере необходимости.

Архитектура декодера

Как следует из описания алгоритма МС [16-17], в вычислении участвует четырех основных компонента: проверочная матрица **H**, входные мягкие оценки принятых бит (логарифмические отношения правдоподобия, ЛОП), АВ L_i^{APP} для каждого бита кодового слова, а так же сообщения C2V и V2C. Расположение данных компонентов в памяти ГП представлено на рисунке 2.

Для уменьшения объема памяти, занимаемого матрицей **H**, она представляется в виде двух меньших матриц — одна для позиций и одна для циклических сдвигов не нулевых элементов **H**. Значения ЛОП и АВ хранятся в глобальной памяти. Для ускорения доступа, обновленные значения АВ копируются из глобальной памяти в общую в начале каждой итерации декодирования. Несмотря на то, что значения ЛОП остаются постоянными на протяжении всего процесса декодирования, они не могут храниться в быстрой константной памяти ГП из-за их размера. Похожая ситуация и у массивов сообщений V2C и C2V. Данные массивы используются достаточно часто, но большой размер массивов не позволяет хранить их в быстродействующей общей памяти ГП. Однако, как и в случае с АВ, используемые в данный момент сообщения так же копируются из глобальной памяти в общую в начале каждой итерации.

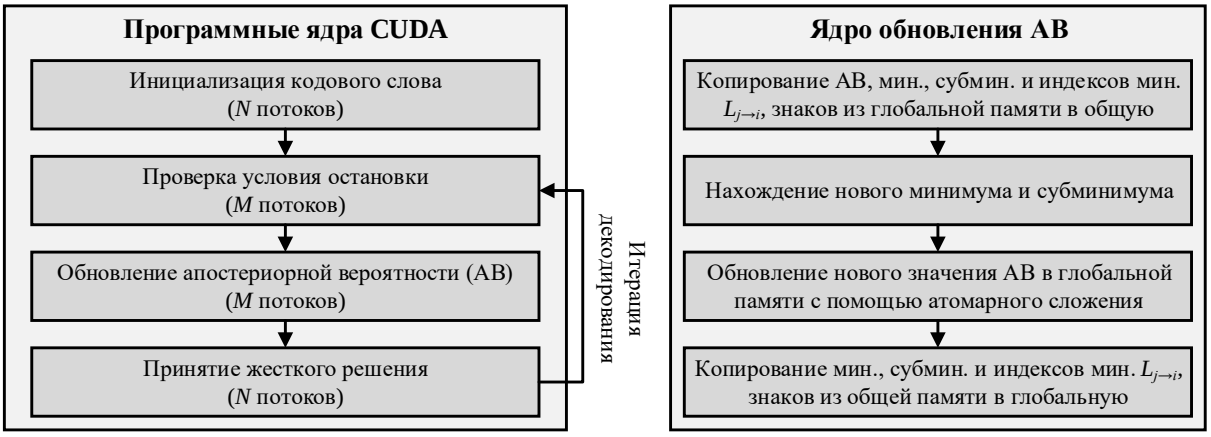


Рисунок 3 — Общая архитектура декодера (слева) и основные шаги в ядре обновления апостериорных вероятностей (справа)

Как показано на рисунке 3, алгоритм работы декодера можно представить в виде четырех основных шагов, каждому из которых соответствует своё программное ядро CUDA: инициализация кодового слова (инициализация массивов задействованных в вычислениях), проверка условия остановки (вычисление синдрома декодирования), обновление АВ, принятие жестких решений относительно принятого кодового слова.

Ядро обновления АВ является основным ядром LDPC декодера (рисунок 3). Оно предназначено для вычисления обновления значений V2C, C2V и L_i^{APP}. В начале каждой итерации декодирования ядро копирует все необходимые для вычисления значения из глобальной памяти в локальную. На следующем этапе выполняется поиск минимального и субминимального значений C2V, их индексов, а также вычисление новых знаков сообщений V2C и C2V. Затем, вычисляются сообщения C2V и суммируются в соответствующие значения L_i^{APP}. Для того, чтобы избежать коллизии при суммировании значений от нескольких проверок в одну АВ применяется атомарное сложение. В конце итерации декодирования, все пересчитанные значения копируются обратно в глобальную память.

Основным параметром, определяющим то, как алгоритм будет выполняться на устройстве CUDA является таблица потоков (англ. thread blocks grid), которая может быть одно-, двух- или трехмерной. Данная таблица определяет сколько потоков и блоков CUDA будет использовано программным ядром. В предложенной реализации используется одномерная таблица-вектор размером z_G, где элементам вектора соответствуют обрабатываемые циркулянты проверочной матрицы **H**. Таким образом, каждый блок содержит $z = 90$ потоков, обрабатывающих, в зависимости от текущего программного ядра, проверочные или информационные узлы циркулянтов матрицы **H**. Для программных ядер инициализации кодового слова и вычисления жестких решений $z_G = N / z$ и один поток соответствует одному биту кодового слова. В свою очередь, для ядер обновления АВ и проверки условия остановки $z_G = M / z$, а один поток соответствует одному проверочному узлу.

Результаты моделирования

Для исследования работы разработанного декодера использовалась тестовая платформа со следующими параметрами: центральный процессор (ЦП) – Intel Xeon E5-2620 2.4 GHz (12 ядер), ОЗУ – 16 GB DDR-4 PC4-17000, ГП – NVIDIA RTX 2080 (2944 ядер CUDA).

Как уже упоминалось выше, можно выделить два основных критерия оценки работы декодера — это пропускная способность и задержка декодирования, где под задержкой, в нашем случае, понимается время, необходимое на накопления пакета из N_{CW} одновременно декодируемых кодовых слов. В ходе исследования работы декодера была измерена пропускная способность декодера C_{LDPC}. Полученные результаты представлены в таблице 1.

Для расчета задержки декодирования предположим, что LDPC декодер вносит наибольший вклад в общую задержку приемника. В таком случае, задержку декодера можно представить как:

$$t_{LAT} = \frac{C_{LDPC}}{N \cdot N_{CW}}.$$

Вычисленные значения t_{LAT} для различных значений N_{CW} также представлены в таблице 1.

Таблица 1 — Сравнение полученных значений пропускной способности и задержки

Статья	Платформа CUDA	LDPC код, (N, K)	Количество кодовых слов, N_{CW}	Пропускная способность, C_{LDPC}, Мбит/с	Задержка, t_{LAT}, мс
[9]	GTX 660	(20000, 10000)	4480	250	358,4
[7]	GTX 570	(64800, 32400)	128	163,4	50,761
		(16200, 9000)	128	186,1	11,142
[6]	Fermi C2050	(64800, 32400)	16	107,8	9,618
[12]	Titan XP	(64800, 32400)	8000	390	1329,23
		(16200, 9000)	8000	450	288,01
Данная работа	RTX 2080	(16200, 9000)	1	60,2	0,269

Полученные результаты показывают, что предложенная реализация LDPC декодера на ГП NVIDIA RTX 2080, позволяет достичь задержки декодирования $t_{LAT} < 1$ мс, что гораздо меньше задержки в декодерах использующих параллелизацию только по кодовым словам [6, 7, 9, 12]. В тоже время, пропускная способность декодера достигает 60 Мбит/с. Такие значения пропускной способности и задержки позволяют использовать предложенную реализацию параллельного LDPC декодера для работы в SDR-системах в режимах, где требуется низкий уровень задержки и нет необходимости в высокой пропускной способности [14].

Заключение

Предложенный в данной статье подход к реализации LDPC декодера позволяет получить кране низкий уровень задержки декодирования (менее 1 мс) при сохранении достаточной пропускной способности (около 60 Мбит/с). Такие значения пропускной способности и задержки удовлетворяют требованиям режимов с крайне низкой задержкой спецификации стандарта связи пятого поколения NGMN 5G [14], что указывает на возможность использования такого декодера в современных SDR-решениях. Кроме того, предложенная реализация является достаточно гибкой и может быть легко перестроена для работы с другими ГП путем изменения количества одновременно обрабатываемых кодовых слов.

**Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда,
Проект № 17-79-20302.**

Литература

1. Gallager, R.G. Low-density parity-check codes [Текст] / R.G. Gallager. – Cambridge, MA, USA: M.I.T. Press, 1963.
2. ETSI EN 302 307–1 V1.4.1. Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 1: DVB-S2 [Текст]. – European Telecommunications Standards Institute, November 2014.
3. 802.11n–2009. Local and metropolitan area networks – Specific requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput [Текст]. – IEEE Standard for Information technology, 29 Oct. 2009.
4. 802.16e–2005. Local and metropolitan area networks – Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems – Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands [Текст]. – IEEE Standard for Information technology, 28 Feb. 2006.
5. Falcao, G. Massively LDPC Decoding on Multicore Architectures [Текст] / G. Falcao, L. Sousa, V. Silva, L. Sousa // IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems. – April 2010. – vol. 22 (2). – pp. 309–322.
6. Falcao, G. GPU–based DVB-S2 LDPC decoder with high throughput and fast error floor detection [Текст] / G. Falcao, J. Andrade, V. Silva, L. Sousa // Electronics Letters. – April 2011. – vol. 47 (9). – pp. 542–543.
7. Gronroos, S. Efficient GPU and CPU–based LDPC decoders for long codewords [Текст] / S. Gronroos, K. Nybom, J. Bjorkqvist // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. – November 2012. – vol. 73 (2). – pp. 583–595.

8. Wang, G. High throughput low latency LDPC decoding on GPU for SDR systems [Текст] / G. Wang, M. Wu. B. Yin, J. R. Cavallaro // 2013 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing. – Austin, TX, USA. – December 2013.
9. Lin, Y. High Throughput LDPC Decoder on GPU [Текст] / Y. Lin, W. Niu // IEEE Communications Letters. – February 2014. – vol. 18 (2). – pp. 344–347.
10. Keskin, S. GPU–Based Gigabit LDPC Decoder [Текст] / S. Keskin, T. Kocak // IEEE Communications Letters. – August 2017. – vol. 21 (8). – pp. 1703–1706.
11. Yuan, J. 4.7–Gb/s LDPC Decoder on GPU [Текст] / J. Yuan, J. Sh // IEEE Communications Letters. – March 2018. – vol. 22 (3). – pp. 478–481.
12. Kun, D. High throughput GPU LDPC encoder and decoder for DVB-S2 [Текст] / D. Kun // 2018 IEEE Aerospace Conference. – Big Sky, MT, USA. – March 2018.
13. Li, C.–P. 5G ultra–reliable and low latency systems design [Текст] / C.–P. Li, J. Jiang, W. Chen, T. Ji, J. Smee // 2017 European Conference on Networks and Communications (EuCNC). – Oulu, Finland. – June 2017.
14. Yu, H. What is 5G? [Текст] / H. Yu, H. Lee, H. Jeon // Emerging 5G mobile services and network requirements. Sustainability. – October 2017.
15. National Taiwan University. Double QC–LDPC codes with degree–3 for NR [Текст] // 3GPP TSG RAN WG1 86. – Gothenburg, Sweden. – August 2016.
16. Chen, J. Near–Optimal Reduced–Complexity Decoding Algorithms for LDPC Codes [Текст] / J. Chen, A. Dholakia, E. Eleftheriou, M. Fossorier, X.Y. Hu // Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory. – July, 2002.
17. Declercq, D. Channel Coding: Theory, Algorithms, and Applications [Текст] / D. Declercq, M. Fossorier and E. Biglieri. – Waltham, MA, USA: Academic Press Library in Mobile and Wireless Communications, 2014.
18. CUDA Toolkit Documentation v10.2.89 [Электронный ресурс] / NVIDIA Corp. – November 2019. – Режим доступа: https://docs.nvidia.com/cuda/, свободный.

LOW-LATENCY MULTI-THREADED LDPC DECODER ON GPU FOR SOFTWARE-DETERMINED RADIO SYSTEMS

Volkov I.U., Kharin A.V., Likhobabin E.A., Ovinnikov A.A., Vityazev V.V.

Ryazan State Radio Engineering University

This paper outlines a method for implementing a multi-threaded low-latency LDPC decoder for GPUs, applicable in software-defined radio systems. The obtained delay and throughput values correspond to the technical requirements of ultra-low latency modes from the NGMN 5G. As a test GPU, the NVIDIA RTX 2080 was used.

КОНВЕЙЕРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ КОДЕРА LDPC НА ПЛИС.

проф. д.т.н. Витязев В.В., н.с. Горюшкин Р.С., асп. Никишкин П.Б.,
доц. к.т.н. Овинников А.О., доц. к.т.н. Лихобабин Е.А.

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина

Реализован параметризируемый кодер LDPC (Low-density parity-check code) на ПЛИС (программируемая логическая интегральная схема). За основу был принят алгоритм из стандарта IEEE 802.16e (WiMAX). Получены результаты синтеза кодера для LDPC-кода с размером блоков данных в диапазоне от 576 до 2304 бит и скоростью кодирования 5/6. Реализация была произведена на отладочной плате фирмы Xilinx ZYNQ-7 ZC706. После синтеза для каждого размера блока данных были получены максимальные тактовые частоты, пропускная способность и затрачиваемые ресурсы ПЛИС. Все результаты были сведены в таблицу. Также приведены результаты сравнения реализованной структуры с LDPC-кодерами из работ других авторов.

Введение.

Коды с малой плотностью проверок на чётность LDPC (Low-density parity-check code), предложенные Галлагером в 1963 [1], а затем получившие своё развитие в работах Маккея и Нила в 1990-х, широко используются в настоящее время. Этот тип кодов применяется в большинстве современных стандартов связи таких как IEEE 802.11n (WiFi) [3], IEEE 802.16e (WiMAX) [4], ETSI 5G [5], стандартах вещания DVB-T2, DVB-S2, DVB-C2, а также в некоторых других областях. Широкое распространение LDPC-кодов обусловлено их высокой корректирующей способностью и возможностью приблизиться к пределу Шеннона до 0.004 дБ при вероятности ошибки 10^{-6} [6].

Для создания LDPC-кодеров на практике часто используют программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Ранее ряд работ был посвящён построению различных архитектур реализации LDPC-кодеров на ПЛИС [7-10]. Однако, большая часть из предложенных ранее структур реализации кодера не является универсальной и реализует возможность работы только с одной скоростью кодирования и/или единственным размером блока данных.

В данной работе исследуется построение на ПЛИС параметризируемого LDPC-кодера на основе конвейерной структуры.

Основные понятия.

Код LDPC является линейным, проверочная матрица *H* которого имеет Хэммингов вес столбца и строки. Стандартом IEEE 802.11n определяется 12 различных вариантов кодов (скорости кодирования могут быть 1/2, 2/3, 3/4 и 5/6). Кодер LDPC является систематическим, т.е. кодируется информационная часть *s* размером *k*, а затем добавляется проверочная часть *p* размером *n-k*, таким образом получается кодовое слово *x* размером *n*. В результате работы кодера должно выполнятся условие:

$$H_b \times x^T = 0, \quad (1)$$

где H_b является проверочной матрицей размером *(n-k)×n, x* - кодовое слово.

Проверочная матрица может быть разделена на две части: $H_b = [H_{b1}\ H_{b2}]$. Матрица H_{b1} соответствует информационным битам, H_{b2} - проверочным битам. Выражение (1) можно представить как:

$$[H_{b1}H_{b2}] \times \begin{bmatrix} S \\ p \end{bmatrix} = 0^T, \quad (2)$$

Если выражение (2) переписать относительно *p*, то получим

$$p = H_{b2}^{-1}H_{b1}s, \quad (3)$$

Процесс кодирования по прямой форме (3) - вычислительно сложная операция, поэтому матрицу H_{b2} представляют в более удобной форме:

$$H_{b2} = \left[h_{b2} \mid H'_{b2}\right] \quad (4),$$

Вектор h_{b2} состоит из трёх элементов, которые равны или больше 0, остальные элементы равны -1. Каждый элемент H'_{b2} определяется следующим выражением:

$$h'_{b2} = \begin{cases} 0, & \text{если } i = j \text{ или } i = j+1 \\ -1, & \text{иначе} \end{cases}, \quad (5)$$

где *i* и *j* – индексы строк и столбцов матрицы H_{b2}.

Выражение (3) может быть решено относительно *p*, и представлено как:

$$H_{b2} \times p = H_{b1} \times s \quad (6)$$

Реализация.

В процессе кодирования информационная часть делится на $k_b = n_b - m_b$ группы, размер каждой из которых составляет *z* бит. Входные данные кодера размером *z* бит обновляются на каждом такте работы кодера, а предыдущие после соответствующей обработки перемещаются далее по конвейерной структуре.

Реализация LDPC-кодера выполняется в два этапа: инициализация и параллельные вычисления. На первом этапе происходит расчёт вектора проверочной части $\nu(0)$ по формуле:

$$P_{p(x,k_b)}\nu(0) = \sum_{j=0}^{k_b-1}\left(\sum_{q=0}^{m_b-1} P_{p(q,j)}\right)u(j), \quad (7)$$

На втором этапе выполняется параллельное вычисление векторов проверочных бит $\nu(i)$:

$$\nu(i) = \sum_{j=0}^{k_b-1}\left(\sum_{q=0}^{m_b-1} P_{p(q,j)}\right)u(j) + \sum_{q=i}^{m_b-1} P_p(q,k_b)\,\nu(0), \quad (8)$$

где $i = 1, \ldots, m_b - 1$.

Вектор проверочных бит $\nu(0)$ вычисляется по выражению (7), где P_i является матрицей размера $z \times z$, которая получается с помощью циклического сдвига на *i*, x - индекс строк элемента $p_{(q,i)}$ матрицы H_{b1}. Расчёт по (7) заключается в вычислении произведений элементов матрицы H_{b1} с соответствующими входными информационными блоками *u(j)*. Далее производится суммирование полученных произведений построчно, а затем по столбцам.

При этом, каждое произведение элемента матрицы H_{b1} на $u(j)$ может быть получено при помощи циклического сдвига вправо информационного вектора на $p(q, j)$. Принцип показан в выражении (9).

$$P_{p_{(q,j)}} = \begin{cases} 0, & \text{если } p_{(q,j)} = -1 \\ u(j), & \text{если } p_{(q,j)} = 0 \\ u_{\text{сд}}(j), & \text{если } p_{(q,j)} > 0 \end{cases}, \quad (9)$$

где $u_{сд}(j)$ – циклически сдвинутый вправо блок данных $u(j)$.

Далее опишем последовательность расчёта первого проверочного вектора. На входе кодера находится m_b циклических сдвиговых регистров, на которые поступает блок данных $u(j)$. В каждом сдвиговом регистре производится сдвиг блока данных в соответствии с матрицей H_{b1} за один такт. Результаты сдвигов аккумулируются в промежуточном буфере размера m_b x z. После выполнения $k_b - 1$ операций «сдвиг-суммирование» данные из буфера передаются в блок вычисления сумм по строкам, а сам буфер обнуляется для накопления следующих векторов данных. В блоке суммирования по строкам на каждом такте производится построчное суммирования с сохранением промежуточных результатов $c(i)$. Первый проверочный вектор $\nu(0)$ получается через $k_b - 1$ построчных суммирований с накоплением.

Второй этап заключается в вычислении оставшихся проверочных бит $\nu(i)$. На основе выражений (6) и (8) может быть получено следующее выражение:

$$\nu(i) = c(i) + \sum_{q=i}^{m_b-1} P_p(q, k_b)\nu(0), \quad (10)$$

где $i = 1 \ldots m_b - 1$.

На каждом такте выполняется вычисление вектора проверочных бит $\nu(i)$. Процесс суммирования в выражении (10) выполняется путем операции исключающего или вектора $c(i)$ с суммой соответствующих сдвинутых значений вектора $\nu(0)$.

Результаты.

Кодер был реализован на базе отладочной платы фирмы Xilinx ZYNQ-7 ZC706. Он может работать в стандартах похожих на IEEE 802.16e, IEEE 802.11n. Кодер LDPC был исследован для кодовых слов различной длительности, таких как 576, 960, 1440, 1920 и 2304 при скорости кодирования 5/6. В связи с особенностями реализации кодера, максимальная скорость кодирования (частота работы кодера 200 МГц) получается при размере циркулянта равного 96 и длине кодового слова 2304. Минимальная скорость кодирования (частота 260 МГц) при циркулянте 24 и длине кодового слова равной 576. Полученные результаты были сравнены с похожими работами [8], [9] и [10]. Результат сравнения представлен в таблице 1.

Таблица 1

Сравнение LDPC кодеров, реализованных на интегральных схемах

	[8]	[9]	[10]	Результат
Длина кода	576-2304	2304	2304	576-2304
Скорость кодирования	5/6	5/6	5/6	5/6
Занимаемые ячейки	3391-12306	1108	2580-11399	1484-6837
Частота работы, МГц	150,69-196,23	300	117	200-260
ПЛИС	Altera Stratix I	Xilinx Virtex 4	Altera Cyclone II	Xilinx ZC706
Пропускная способность, Гбит/сек	3,32-6,28	21,6	1,2	5,2-16

Заключение.

В данной статье приводится LDPC-кодер для стандартов WiMax и WiFi. Однако, кодер может работать с любыми матрицами аналогичной структуры. Самая высокая пропускная способность, около 16 Гбит/с, была получена для скорости кодирования 5/6 и длине кода 2304.

**Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда,
проект № 17-79-20302.**

Литература

1. R. G. Gallager,” Low-density parity-check codes”, Cambridge, MA:M.I.T. Press, 1963.
2. D.J.C. MacKay, R.M. Neal,” Near Shannon limit performance of low density parity check codes”, Electron. Lett., vol. 32, no. 18, pp. 1645-1646, Aug. 1996.

3. 802.11n-2009 - IEEE Standard for Information technology– Local and metropolitan area networks– Specific requirements– Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC)and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput, 29 Oct.2009
4. 802.16e-2005 - IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks- Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems - Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands, 28 Feb. 2006,
5. 3GPP TS 38.212 version 15.2.0 Release 15 - 3GPP Standard 5G; NR;Multiplexing and channel coding, Jul. 2018
6. S. Y. Chung, G. D. Forney, T. J. Richardson, and R. L. Urbanke, “Onthe design of low-density parity check codes within 0.0045 dB of the Shannon limit,” IEEE Commun. Lett., vol. 5, pp. 58–60, Feb. 2001.
7. C. Kun, S. Qi, L. Shengkai, P. Chengzhi, “Implementation of encoder and decoder for LDPC codes based on FPGA”, Journal of Systems Engineering and Electronics Vol. 30, No. 4, August 2019, pp.642 – 650
8. S. Kopparthi, D. M. Gruenbacher,” Implementation of a Flexible Encoder for Structured Low-Density Parity-Check Codes”, 2007 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing, 22-24 Aug. 2007, pp. 438-441
9. Z. He, S. Roy,” High-speed Design of Adaptive LDPC Codes for Wireless Networks”, The 2008 IEEE Northeast Workshop on Circuits and Systems (NEWCAS’08), 22-25 June 2008
10. W. Xiumin, G. Tingting, L. Jun, S. Chen, H. Fangfei, ”Efficient Multi-rate Encoder of QC-LDPC Codes Based on FPGA for WIMAX Standard”, Chinese Journal of Electronics Vol.26, No.2, Mar. 2017, pp. 250-255

PIPELINE IMPLEMENTATION OF LDPC CODER ON FPGA.

Vityazev V.V., Goriushkin R.S., Nikishkin P.B.,
Ovinnikov A.A., Likhobabin E. A.

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin

In this paper a pipelined architecture for FPGA implementing a LDPC encoder is proposed. The standard IEEE 802.16e for realization of LDPC encoder is taken as a basis. Results are provided for an implementation on a Xilinx ZYNQ-7 ZC706 Evaluation Board for code with rate 5/6, and block lengths in range from 576 to 2304. The design is parameterized and can be easily rebuilt to support various code rate and code length. The base matrices H and code parameters from the WiFi IEEE 802.11n standard were used. The number of logic elements (LUT), clock speed, and throughput of the encoder for the different code lengths are presented. Throughputs up to 16 Gbits/s have been achieved for the encoder.

АНАЛИЗ МИКРОМЕХНИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА ПРИ ПОМОЩИ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

преп. Кирнос В.П.[1], студ. Вагачев А.В.[1],
инж. Морозов О.В.[2]

[1] Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова,
[2]ЯФ ФТИАН им. К.А. Валиева РАН.

Рассматриваются микромеханические датчики угловой скорости на основе кольцевого резонатора с шестнадцатиэлектродной структурой, обеспечивающей функционирование контуров возбуждения, компенсационного измерения и электрической балансировки датчика. Основное внимание уделяется анализу основных технических характеристик датчика и оценке эффективности

предлагаемой схемы анализа точности устройства. На примере полученных данных, с измерения производится построения амплитудно частотной характеристики и анализируется добротность получаемых данных.

Ключевые слова: микромеханический гироскоп, кольцевой резонатор, характеристики и динамика движения, возбуждение колебаний

Один из первых микромеханических резонаторов с никелевым кольцевым резонатором был создан в лаборатории твердотельной электроники Мичиганского университета в 1994 году [1]. При позиционном возбуждении резонатора гироскоп работает как измеритель угловой скорости с достаточно хорошими характеристиками. Дальнейшее развитие этого типа датчиков угловой скорости базируется на их изготовлении по кремниевой технологии МЭМС и было представлено фирмами Delco Electronics Systems, BAE Selicon Sensing Systems [2, 3, 4]. Области практического применения этих датчиков определяются сочетанием таких параметров, как время готовности, масштабный коэффициент преобразования, полоса частот пропускания, отклонение от линейности показаний в заданном диапазоне измеряемых параметров, разрешающей способностью, уровнем систематических и случайных погрешностей. Улучшение характеристик гироскопа осуществляется как технологическим повышением точности объемной обработки кремния и повышением добротности резонатора, так и схемотехническими решениями при формировании контуров управления колебаниями резонатора.

На данный момент потребность в МЭМС очень велика: от подушек безопасности и антиблокировочных автомобильных устройств до интегрированных со спутниковыми навигационными системами малогабаритных инерциальных навигационных систем, обеспечивающих определение параметров ориентации и навигации летательных аппаратов, надводных и подводных аппаратов, наземных транспортных средств.

Одним из параметров, характеризующем точность прибора, является дрейф волновой картины в запуске. Для уменьшения дрейфа волновой картины необходимо минимизировать потери энергии в колебательной системе. Эти потери возникают из-за механических напряжений и конструктивных дефектов, возникающих при изготовлении чувствительного элемента (кольцо с упругими поддерживающими перемычками (ламелями) и напыленными на его поверхность обмотками), приводя к уменьшению его добротности. Увеличение точности кольцевого микромеханического гироскопа препятствует то, что уменьшение только одной погрешности не приведет к желаемому результату. Тем самым необходим комплексный подход к решению данной проблемы. Для решения задачи улучшения характеристик кольцевого микромеханического гироскопа необходимо проведение тщательного анализа конструкции гироскопа, анализ используемых технических решений с использованием математического моделирования [5].

Пример резонатора представлен на рисунке 1. Для проведения эксперимента кольцевой резонатор помещается в магнитное поле. Под углом в 180° к контактным площадкам на резонаторе подключаются генератор синусоидального воздействия и детектор амплитуды. Резонирующая частота при данной конфигурации располагается в промежутке от 13,8 кГц до 14,1 кГц.

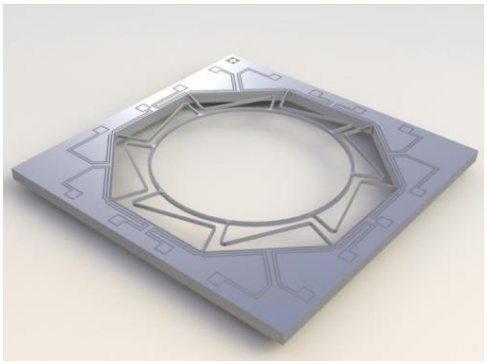


Рисунок 1 Внешний вид чувствительного элемента

Измерительная установка предполагает использование управляющей платы, которая будет менять диапазон частоты для поиска добротности и резонансной частоты (рисунок 2). После амплитудные значения для каждой частоты передаются на ЭВМ для дальнейшей обработки и представления.

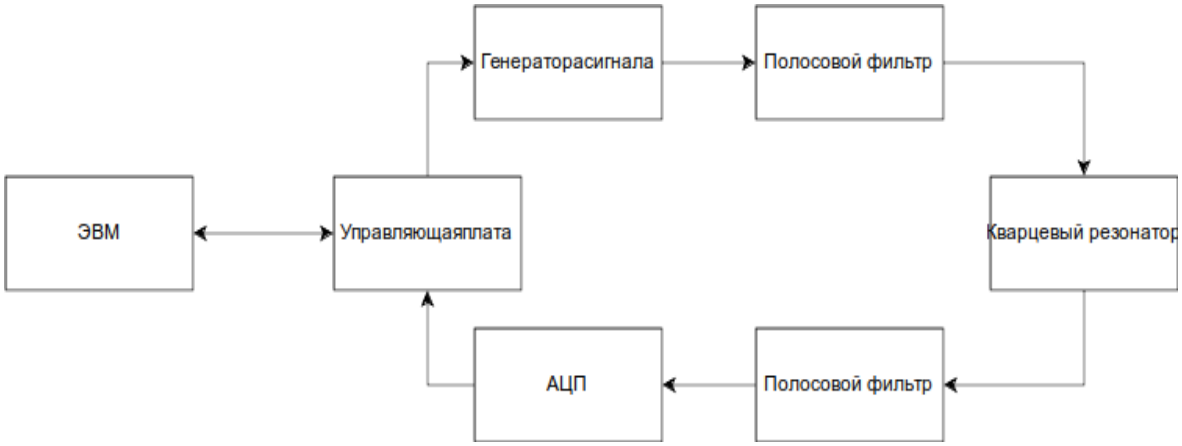


Рисунок 2 Установка для измерения кольцевого резонатора

Для предотвращения возникающих шумов между выходом генератора и входом резонатором, а так же выходом резонатора и входом детектора потребовалось добавить полосовые фильтры. Для прототипа была выбрана аналоговая реализация активного фильтра, представлена на рисунке 3. После доработки алгоритма было решено часть аналоговой обработки на стороне приёма убрать в сигнальный процессор, предварительно реализовав алгоритм регулирования усиления.

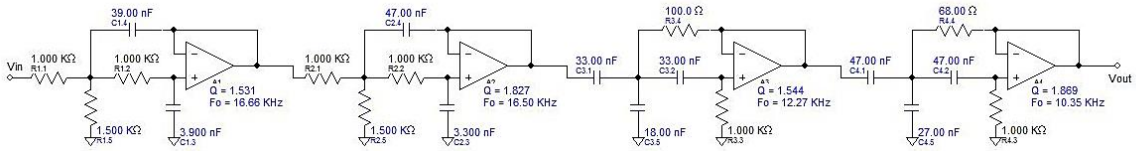


Рисунок 3 Полосовой фильтр 4-ого порядка.

На детекторе полученные данные аккумулируются с целью уменьшения паразитного воздействия и уже в качестве итогового представления анализируется максимальное значение на определенной частоте.

Для получения более гладкой функции применяется функция псевдо-Фойгта, представляющую собой линейную комбинацию распределения Гаусса и Лоренца [6,7]

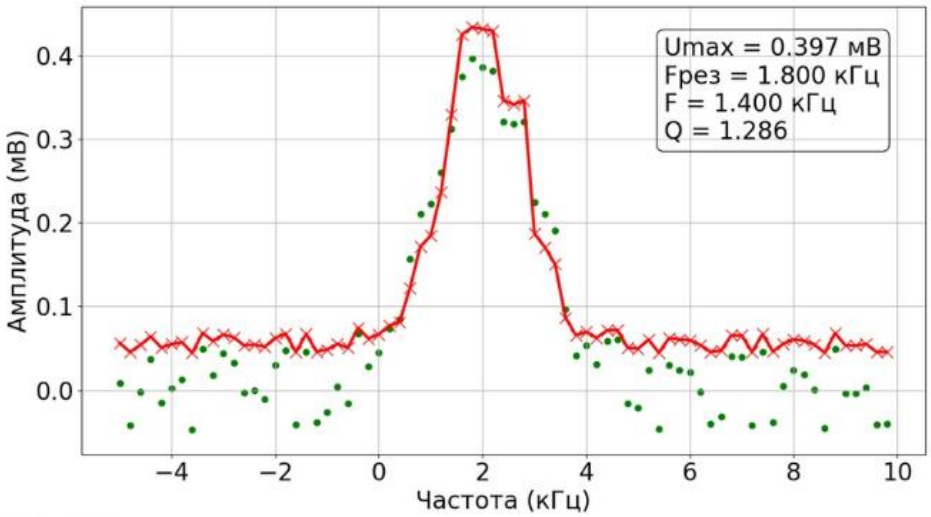


Рисунок 4 Амплитудно-частотная характеристика с аппроксимацией Лоренца.

У вибрационного кольца есть участок, где амплитуда наводимого ЭДС порядка 5 мВ. В этом районе устройство имеет линейные характеристики. При повышении напряжения, система выходит на нелинейный участок. Поиск резонанса и добротности на нелинейном не представляется возможным.

Было проведено сравнение оптического метода анализа резонансной частоты и электрического метода анализа. Сложность состоит в том, что для каждого анализа необходимо проводить калибровку оптической

системы, для электрической системы такая калибровка не требуется, система автоматически производит подстройку, исходя из начальных условий кристалла.

В дальнейшем планируется доработать автоматическую смену частоты, что потенциально должно сократить проведение одного эксперимента до 1 минуты.

Работа выполнена в рамках гранта Программы развития ЯрГУ ОП-2Г-07-2019

Литература

1. Putty M. W., Najafi K. A micromachined vibrating ring gyroscope // Solid-State Sensors and Actuators Workshop, Hilton Head, S.C. 1994 (June).P. 213-220.
2. Zarabadi S. et al. A Resonating Comb/Ring Angular Rate Sensor. Delphi Delco Electronics Systems, Sensors and Actuators. 1999. (SP-1443).
3. Hopkin I. Performance and Design of Silicon Micromachined Gyro / Symposium Gyro Technology, Germany. 1997. P. 1.0-1.10.
4. Официальный сайт Silicon Sensing Systems Limited URL: http://www.seliconsensing.com/gyros.
5. Liu Jili, Chen Deyong, Wang Junbo Fabrication and test of an electromagnetic vibrating ring gyroscope base on SOI wafer // Journal of electronics (China), Vol 31. №2, 2014(April), P. 168-173
6. Puerta J. Three and four generalized Lorentzian approximations for the Voigt line shape, Appl. Opt, 1981, Vol. 20, no. 22, pp. 3923–3928.
7. Dasgupta P. On use of pseudo-Voigt profiles in diffractions line broadening analyses, Fisika A (Croatia), 2000, Vol. 9, no. 2, pp. 61–66.

MICROMECHANICAL RESONATOR ANALYSIS BY DIGITAL SIGNAL PROCESSING

Kirnos V.P.[1], Vagachev A.V.[1], Morozov O.V.[2]

[1]P.G. Demidov Yaroslavl State University,
[2]Valiev Institute of Physics and Technologu of Russian Academy of Sciences, Yaroslavl Branch.

Micromechanical angular velocity sensors are considered on the basis of a vibrating ring resonator with a sixteen-electrode structure providing operation of excitation circuits, compensation measurement and electrical balancing of the sensor. In the article the focus is on analyzing of the main technical characteristics of the sensor and evaluating the effectiveness of the proposed device accuracy analysis scheme. On the example of the obtained data, amplitude frequency response is constructed from the measurement and quality of the obtained data is analyzed.

Key words: micro-machied vibrating ring gyroscope, ring resonator, movement characteristics and dynamics, excitation of oscillations

СПОСОБ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ РОТОРНОГО ОБОРУДОВАНИЯ НА ОСНОВЕ ОЦЕНКИ МИКРОВАРИАЦИЙ ВРАЩЕНИЯ ВАЛА

с.н.с., к.т.н. Колоколов А.С..

Институт проблем управления им В.А. Трапезникова Российской Академии наук

Предложен способ диагностики состояния роторного оборудования, основанный на анализе неравномерности вращения вала исследуемого изделия. Для этого на валу изделия устанавливается датчик частоты вращения, позволяющий фиксировать отклонения σ частоты вращения вала ω от номинальной ω_o в процессе эксплуатации. По превышении регистрируемой величины σ некоторого порогового значения делается вывод о наличии дефекта контролируемого изделия. Работоспособность предложенного способа продемонстрирована на примерах задач диагностики хвостового редуктора вертолета и роликовых подшипников.

Предлагается способ неразрушающего контроля состояния роторного оборудования, примерами которого являются трансмиссии, редукторы, турбины, двигатели и генераторы. Составной частью роторного оборудования являются элементы, совершающие вращательное движение – роторы, валы, шестерни и подшипники.

Неразрушающая диагностика для такого рода оборудования обычно выполняется на основе регистрации и последующего анализа сигналов, получаемых с виброакустических датчиков, установленных на корпусе контролируемого механизма или агрегата. Целью анализа этих сигналов является выявление информативных признаков дефектов составляющих элементов контролируемого изделия, на основе которых можно было бы делать вывод о его состоянии.

Согласно современным теоретическим представлениям, основанных на классических работах [1-3], вибрационные сигналы роторного оборудования описываются полигармоническим процессом, частотные составляющие которого определяют его структуру состояние его элементов. Составляющими полигармонического процесса, порождаемого роторным оборудованием, являются:

- частоты валов и их гармоники;
- зубцовые частоты шестерен и их гармоники,
- частотные составляющие, создаваемые подшипниками качения.

Вибрационный сигнал подшипника качения наиболее сложен и содержит достаточно большой набор частотные составляющие, связанных с:

- перекосом подшипника при посадке;
- износом дорожки качения наружного кольца;
- износом дорожки качения внутреннего кольца;
- коррозией, трещиной на дорожке качения наружного кольца;
- коррозией, трещинной на дорожке качения внутреннего кольца;
- коррозией, трещиной на поверхности тел качения;
- износом сепаратора;

Информативными признаками состояния роторного оборудования являются превышения уровня определенных частотных составляющих полигармонического процесса, порождаемого его вибрациями [1,4]. Поэтому для проведения диагностики роторного оборудования широко используются частотные методы, основанные на применении преобразования Фурье дискретной выборки из N последовательных дискретных значений вибрационного сигнала $s(n)$, где $n = 0, 1, \ldots, N-1$, взятых с интервалом $\Delta t = 1/f_q$, где f_q – частоту дискретизации аналогового сигнала $s(t)$. Обычно, значение N выбирается, так чтобы обеспечить разрешение информативных гармонических составляющих сигнала $s(n)$. Для исключения эффекта наложения перед дискретизацией сигнал $s(t)$ пропускается через ФНЧ с частотой среза $f_c < f_q/(2a)$, где $a \geq 1$. На практике обычно используют $a \geq 1{,}5$ для возможности применения ФНЧ с менее резкими наклонами частотной характеристики и более простых в реализации.

Широкое использование преобразования Фурье для целей цифровой обработки и анализа вибрационных сигналов обусловлено созданием эффективных алгоритмов быстрого преобразования Фурье [5], позволяющих значительно снизить требования к вычислительным ресурсам, необходимым для цифровой реализации преобразования.

Прямое преобразование Фурье дискретного сигнала $s(n)$ имеет вид:

$$\tilde{S}(m) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) w(n) e^{-\frac{2\pi i}{N} mn\Delta f \Delta t} = a(m) + ib(m),$$

где $m = 0, 1, \ldots, N-1$, $w(n)$ – анализирующее окно, формирующее выборку сигнала и частотную характеристику фильтров спектрального анализатора, $\Delta t = 1/f_q$, $a(m)$ – вещественная составляющая спектра, $b(m)$ – мнимая составляющая спектра. Значения m представляют номера спектральных отсчётов, следующих с интервалом $\Delta f = f_q / N$. На основе комплексного спектра находится амплитудный спектр

$$S(m) = \sqrt{a^2(m) + b^2(m)},$$

широко используемый в практике анализа вибрационных сигналов. Анализирующее окно $w(n)$ в значительной мере определяет качество частотного анализа сигнала т.к. от него зависят уровень боковых лепестков, частотное разрешение и стабильность представления гармонических составляющих анализируемого сигнала от частоты [6-8].

Определение амплитуд информативных частотных составляющих может производиться или непосредственно из анализа пиков амплитудного спектра $S(m)$, или с помощью дополнительного установленного ДЧВ вала [4], позволяющего определить для $S(m)$ значения частотных отсчетов m, на которых следует измерить амплитуды информативных частотных составляющих. Обычно для этих целей используются индукционные ДЧВ вала, генерирующие при его вращении импульсы при значениях угла $\varphi = 360/N \cdot i$, где N – целое число, определяющее число импульсов на одном обороте вала, $i = 0,1,2,\ldots$ – номер импульса.

В основе предложенного метода диагностики было предположение, что неисправность роторного оборудования должна проявляться в значимом возрастании величины микровариаций скорости вращения вала, определяемых, как отклонение от равномерного вращения. Эти микровариации могут быть следствием износа, разбаланса или зацепления вращающихся элементов роторного оборудования и обусловлены определенной мягкостью характеристики скорости вращения ротора от механической нагрузки. Другими словами, отмеченные выше дефекты в роторном оборудовании в определенные моменты времени будут подгружать вращающийся ротор, в результате чего должны иметь место кратковременные изменения его скорости вращения. Такого рода микровариации можно оценить с помощью измерения интервалов между импульсами, получаемыми с ДЧВ, и последующей обработки полученных данных.

Рассмотрим подробнее возможный способ, реализующий эту идею. На валу роторного оборудования устанавливается ДЧВ, который выдает при вращении вала импульсы в моменты, когда угол вала $\varphi = (360/N)i$, где N – целое число, определяющее число импульсов датчика на обороте вала, $i = 0,1,2,\ldots$ – номер импульса. В результате на выходе ДЧВ получается сигнал $s_\partial(t)$, представляющий собой импульсную последовательность. Затем выполняется следующая обработка $s_\partial(t)$.

С помощью порогового элемента сигнал $s_\partial(t)$ преобразуется в стандартную последовательность единичных импульсов

$$p(t) = \begin{cases} 1 & при \quad s_\partial(t) = h_0 \ и \ ds_\partial(t)/dt > 0 \\ 0 & при \quad s_\partial(t) \neq h_0 \ и \ ds_\partial(t)/dt > 0 \end{cases},$$

где h_0 – пороговый уровень, а требование $ds_\partial(t)/dt > 0$ обеспечивает сравнение с h_0 в пределах переднего фронта импульсов $s_\partial(t)$.

В стандартной последовательности $p(t)$ производят измерение межимпульсных интервалов $T_i = t_{i+1} - t_i$, где i – номер импульса в $p(t)$.

По значениям T_i находят средний межимпульсный интервал $\overline{T}$ и среднеквадратичное отклонение σ интервалов T_i от среднего значения $\overline{T}$.

Из последовательности $p(t)$ получают прореженную в M раз импульсную последовательность $p_M(t)$, сохраняя импульсы кратные M последовательности $p(t)$, где возможные значения $M = 2,3,4,\ldots$.

Для последовательности $p_M(t)$ находят средний межимпульсный интервал $\overline{T}_M$ и среднеквадратичное отклонение от него σ_M.

Вывод о наличии дефекта в диагностируемом изделии потенциально может производиться по двум критериям:

- превышении одной из величин σ или σ_M некоторого порогового значения;
- превышением подгруппы величин из σ или σ_M определенных пороговых значений.

Наконец, для целей диагностики могут быть использованы гистограммы межимпульсных интервалов последовательностей $p(t)$ и $p_M(t)$, предоставляющие дополнительную информацию о микровариациях вращения вала, проявляющуюся, например, в наличии у гистограммы характерной формы, асимметрии, протяженных хвостов, нескольких пиков и т.д.

Применение предложенного способа к реальной задаче диагностики редуктора при установке на его входном валу датчика оборотов при параметрах $N = 3$ и $M = 6$ показало, что в случае неисправного редуктора величина σ_M была в 2,57 раза больше, чем в случае исправного редуктора. Это свидетельствует о том, что амплитуда микровариаций вращения вала редуктора может быть использована в качестве информативного диагностического признака.

На рисунке 1 приведены гистограммы межимпульсных интервалов для исправного и неисправного редукторов. где наличие неисправности отражается в расширении пика гистограммы, при этом смещение пиков не является признаком наличия неисправности и вызвано различием средних скоростей вращения вала при проведении испытаний.

Использование предложенного способа при диагностике роликовых подшипников на стенде, с датчиком оборотов с параметром $N = 24$ и $M = 1$ также показало, что величина σ для подшипников с дефектами была примерно в 1,8 раза больше, чем у исправных подшипников.

Полученные данные позволяют предположить, что неисправность редуктора и его элементов должна проявляться в значимом возрастании величины микровариаций скорости вращения вала, определяемых как отклонение от равномерного вращения. Эти микровариации могут быть следствием износа шестерен и подшипников и обусловлены определенной мягкостью нагрузочной характеристики двигателя, вращающего входной вала редуктора. Другими словами, дефекты в редукторе в определенные моменты времени будут подгружать двигатель, вращающий его входной вал, в результате чего должны иметь место кратковременные изменения его скорости вращения. Такого рода микровариации можно оценить с помощью измерения интервалов между импульсами, получаемыми с ДЧВ, и последующей обработки полученных данных.

Проведен анализ вибрационных сигналов и сигналов с ДЧВ вала, полученных в процессе эксплуатации и стендовых испытаний трансмиссии на примерах хвостового редуктора вертолета и роликовых подшипников.

Результаты анализа позволили заключить, что информация о дефекте трансмиссии может содержаться в амплитуде микровариаций вращения вала. Установленный факт подтвержден экспериментально с помощью обработки импульсов с ДЧВ вала, записанных в процессе стендовых испытаний хвостового редуктора вертолета и роликовых подшипников. Проведенная обработка включала нахождение среднеквадратичного отклонения σ межимпульсных интервалов от среднего значения и построение гистограммы межимпульсных интервалов. В качестве информативных признаков, позволяющих судить о величине микровариаций, использовались значение σ и ширина гистограммы. На ограниченной выборке подтверждены информативность и устойчивость отмеченных информативных признаков.

Таким образом, выявленные признаки целесообразно использовать в качестве дополнения к частотным признакам, обычно используемым при диагностике трансмиссии, базирующейся на частотном анализе вибраций.

Полученные результаты могут быть полезны при проведении диагностики и ресурсных испытаний авиационного трансмиссионного оборудования с целью выявления дефектов и определения остаточного ресурса оборудования.

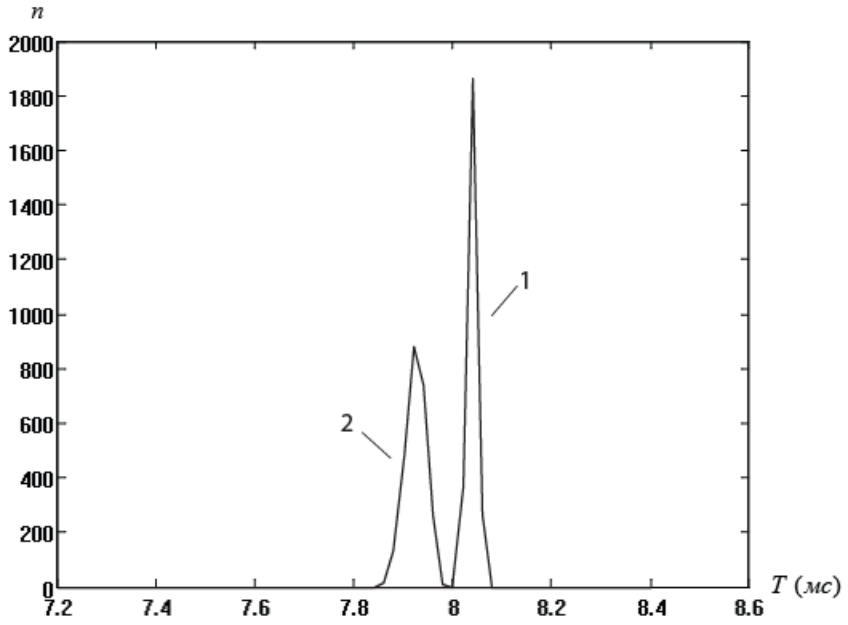


Рисунок 1 – Гистограммы межпульсных интервалов исправного (1) и неисправного (2) редукторов. n – число межимпульсных интервалов длительностью T .

В проведенных исследованиях для выявления микровариаций вращения вала использовались сигналы с аналоговых индукционных ДЧВ, генерирующих при постоянной скорости вращения вала последовательности импульсов с фиксированным межимпульсным интервалом и постоянным числом

импульсов N на обороте вала. При этом неравномерность вращения вала оценивалась по изменениям межимпульсных интервалов в импульсной последовательности, генерируемой ДЧВ. Такой способ оценки микровариаций вращения вала был выбран исключительно в связи с предоставленными для исследования данными. Он позволяет при больших значениях N достаточно хорошо отслеживать микровариации вращения вала, однако требует значительной частоты квантования импульсного сигнала с датчика и, следовательно, значительных вычислительных ресурсов при его обработке необходимой для извлечения информативных признаков.

Однако для фиксации неравномерности вращения вала могут быть использованы более соответствующие задаче аналоговые и цифровые датчики угла или угловой скорости, позволяющие более естественно отслеживать микровариации вращения вала, требующие более низкой частоты квантования и, следовательно, меньших вычислительных ресурсов.

Литература

1. Биргер И.А., Техническая диагностика // М.: Машиностроение, 2019. 240 с.
2. Лившиц Г.А. Исследование связи между вибрациями и шумом турбинных редукторов и погрешностями зацепления // Труды ЦНИИТМАШ, – 1961, - Вып. 21, 65 с.
3. Mark W.D. Analysis of the vibratory excitation of gear systems: Basic theory//J. Acoust. Soc. Am. 1978. V.63. No. 5. pp. 1409-1430.
4. Голованов В.В., Василенко В.Г., Земсков А.А., Панов С.С., Емельянова А.А. Методы и средства диагностики авиационных приводов при их эксплуатации по техническому состоянию // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета им. С.П. Королева, 2015 г, том 14, № 3, часть 1С. 213 – 220.
5. Оппенгейм А. Цифровая обработка сигналов // Техносфера. 2006.
6. Хэррис Ф.Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИЭР. 1978. Т. 66. С. 60-96.
7. Wickramarachi P. Effects of Windowing on the Spectral Content of a Signal // Sound and vibration. 2003. No.1. P.10-11.
8. Зверев В.А., Стромков А.А. Выделение сигналов из помех численными методами // Н. Новгород: Ин-т прикладной физики РАН. 2001.
9. Колоколов А.С. Улучшение цифрового частотного анализа с помощью сглаживания комплексного спектра // Автоматика и телемеханика. 2008. №11. с.154-161.

METHOD FOR NON-DESTRUCTIVE TESTING OF ROTARY EQUIPMENT BASED ON EVALUATUION OF SHAFT ROTATION MICRO-VARIATIONS

Senior Scientist, Ph.D. Kolokolov A.S.

V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences

A method for diagnosing the state of rotary equipment based on the analysis of the uneven rotation of the shaft of the product under study is proposed. To do this, a speed sensor is installed on the product shaft, which allows to estimate deviations σ of the shaft speed ω from the nominal ω_o in service. When the estimated value σ exceeds a certain threshold value, it is concluded that there is a defect in the controlled product. The efficiency of the proposed method is demonstrated by the examples of problems of diagnostics of the helicopter tail gear and roller bearings.

ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ТЕСТИРОВАНИЯ IP-АУДИОКОДЕКА IP LINK ONE

асп. Малеев Д.В.[1], проф., д.т.н. Ямпурин Н.П.[2]

[1]Нижегородский Государственный Технический Университет им Р.Е. Алексеева
[2]Арзамасский Политехнический Институт (филиал) НГТУ им. Р.Е. Алексеева

В статье описана методика автоматизированного тестирования IP-аудиокодека нового поколения IP Link One и её реализация в виде программных модулей. Разработанные тесты охватывают все компоненты устройства, включая аналоговые и цифровые аудиопорты, порты Ethernet, USB, GPIO, RS-232, а также периферийные устройства, подключенные к внутренним шинам I2C, SPI, PCIe; выполняют функцию мониторинга напряжений питания и температур ключевых компонентов; позволяют в автоматическом режиме выявлять известные неисправности как на этапе контроля качества при производстве устройств, так и во время эксплуатации. Благодаря гибкой архитектуре можно использовать новые методы тестирования. Использование автоматизированного тестирования позволит повысить качество и снизить стоимость изготовления устройств, а также упростить поиск неисправностей при их эксплуатации.

На сегодняшний день в теле- и радиовещании наблюдается тенденция к переводу каналов связи «Студия – Передатчик» (в англоязычном написании Studio-Transmitter Link, STL) на IP-сети [1]. По сравнению с предшествующими (не IP-технологиями), новая технология обладает несколькими преимуществами, наиболее значимыми среди которых являются [2]:

– снижение стоимости развёртывания и эксплуатации канала связи за счёт использования сетевого оборудования общего назначения;

– повышение качества, помехозащищённости и надёжности доставки сигнала за счёт применения цифровых способов кодирования и передачи данных;

– защита сигнала от несанкционированного доступа и изменения за счёт применения криптографических методов защиты информации;

– резервирование каналов связи, а также возможность автоматического бесшовного переключения между основным и резервным каналом связи;

– автоматическое восстановление работоспособности сети;

– возможность настраивать ширину канала связи в широких пределах.

Компания GatesAir (США) совместно с ООО «Теком» (г. Нижний Новгород) разрабатывают IP-аудиокодек нового поколения IP Link One. Устройство предназначено для кодирования, декодирования и передачи аудио через IP-сети в среде STL. Оно поддерживает ввод и вывод аудиосигнала в аналоговом и цифровом (AES3) форматах; передаёт один полнодуплексный аудиопоток и метаданные; поддерживает работу с современными стандартами кодирования аудио, включая различные варианты AAC и Opus; использует механизмы коррекции ошибок и резервирования канала передачи данных и т.д.

Одной из важнейших задач разработки IP-аудиокодека нового поколения является существенное снижение стоимости изготовления по сравнению с IP-аудиокодеком предыдущего поколения IP Link 100 [3]. Использование современных электрорадиоэлементов (ЭРЭ) позволило существенно уменьшить габариты устройства и повысить его производительность при удешевлении изготовления.

Для дальнейшего снижения стоимости была поставлена цель автоматизировать контроль качества при производстве устройства и его эксплуатации. Для этого были решены следующие задачи:

1. Составлен список компонентов, подлежащих тестированию. Компоненты должны тестироваться преимущественно в автоматическом режиме, но в отдельных случаях допускается участие оператора.

2. Составлен список известных неисправностей, выявленных во время работы над прототипом устройства. Такие неисправности, как правило, после исправления в конструкторской документации уже не проявляются в обновлённых устройствах. Однако, наличие способа, позволяющего автоматически и за короткий промежуток времени подтвердить отсутствие неисправности, положительно скажется на уровне контроля качества [4].

3. Для каждого компонента из списка неисправностей разработаны тесты, способные выявлять как наиболее вероятные, но ранее неизвестные неисправности, так и уже известные и исправленные.

На рисунке 1 представлена структурная схема устройства. Компоненты, обведённые пунктирной линией, являются опциональными и на данном этапе разработки не подвергаются автоматизированному тестированию. У компонентов, закрашенных серым цветом, были выявлены неисправности на этапе разработки устройства.

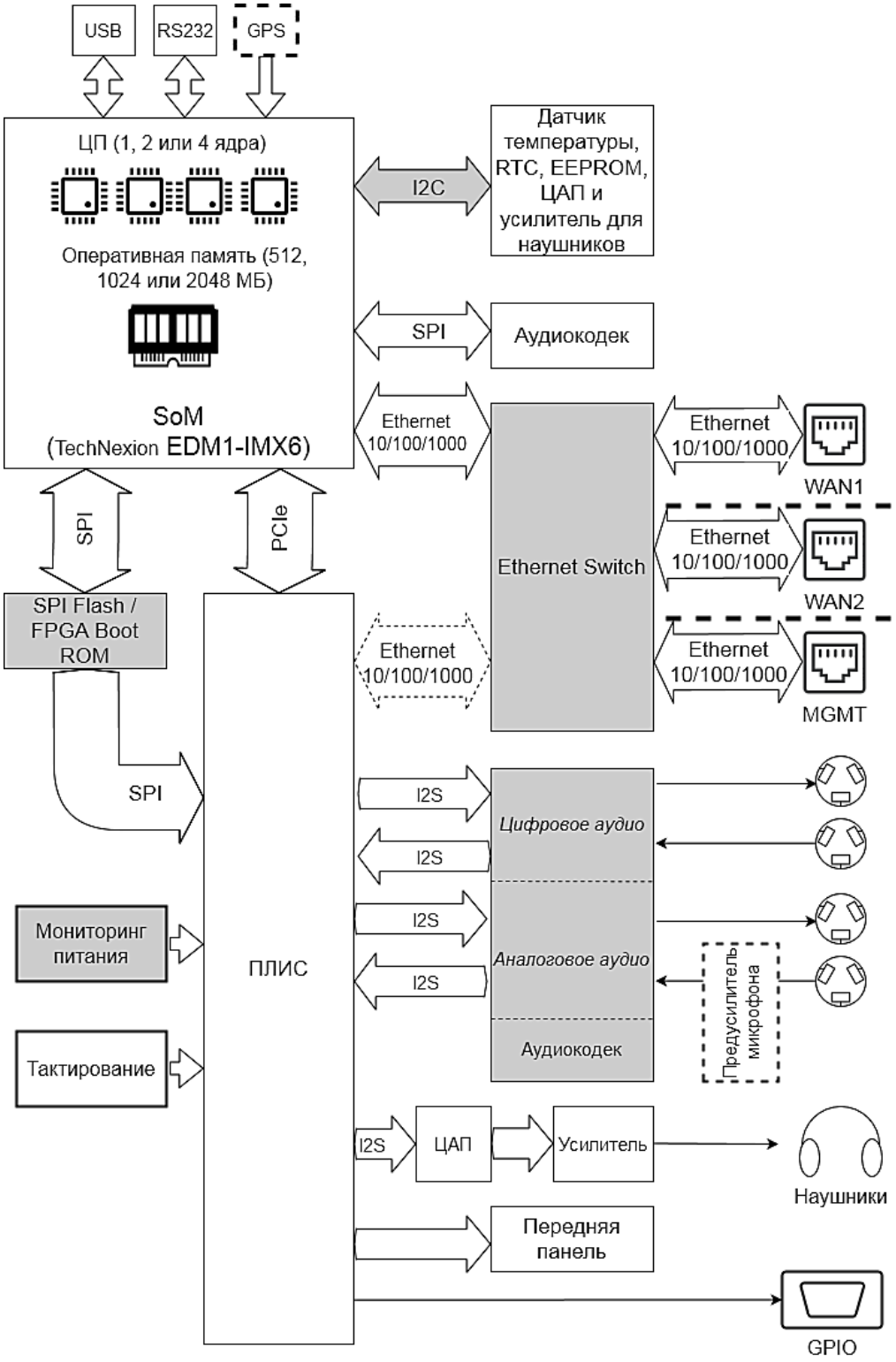


Рисунок 1 – Структурная схема IP Link One

Список тестов, необходимых для выявления как уже известных, так и ещё неизвестных, но наиболее вероятных неисправностей, включает в себя:

1. Проверка количества доступных ядер процессора

Известные неисправности: нет.

Описание: в устройстве может быть использован одно-, двух- или четырёхъядерный процессор. В зависимости от модели устройства, требуемая вычислительная мощность может различаться. Данный тест

позволяет выявить устройства, в которых ошибочно установлен процессорный модуль с меньшим числом ядер процессора, который не сможет обеспечить требуемую вычислительную мощность.

2. Проверка варианта и ревизии SoM

Известные неисправности: нет.

Описание: IP Link One поддерживает работу с вычислительными модулями на основе SoC i.MX6 вариантов Solo (одноядерный), Dual Lite (двухъядерный), Quad (четырёхъядерный), ревизии D1. Работа с вычислительными модулями другой ревизии, на основе других SoC, а также на основе SoC i.MX6 других вариантов не поддерживается. Внешний вид различных вычислительных модулей почти не отличается, поэтому при сборке может быть ошибочно установлен несовместимый модуль. Данный тест позволяет выявить, установлен ли в устройство совместимый вычислительный модуль.

3. Проверка доступности периферийных устройств

Известные неисправности: неверная разводка шины I2C приводит к недоступности периферийных устройств.

Описание: данный тест позволяет выявить, какие из периферийных устройств доступны для обмена данными. Недоступность устройства может быть вызвана несколькими причинами: неисправностью микросхемы, ошибкой при монтаже, замыканием на шине и др.

4. Запись и проверка конфигурации периферийных устройств

Известные неисправности: нет.

Описание: данный тест позволяет выявить ошибки, возникающие при записи конфигурации в память периферийных устройств. Такие ошибки могут быть вызваны помехами на шине, нестабильной работой периферийных устройств или их внутренними дефектами.

5. Проверка версии и обновление программного обеспечения ПЛИС

Известные неисправности: после обновления ПО ПЛИС необходима перезагрузка системы.

Описание: данный тест позволяет выполнить первоначальную загрузку ПО ПЛИС в незаписанную flash-память, а также обновить ранее записанное ПО. Кроме того, данный тест позволит выявить ошибки записи во flash-память, возникшие из-за дефектов самой flash-памяти или из-за помех на шине.

6. Проверка работоспособности соединения PCIe

Известные неисправности: нет.

Описание: данный тест позволяет выявить неисправность шины PCIe, которая может быть вызвана дефектом ПЛИС, печатной платы, вычислительного модуля и др.

7. Мониторинг температуры ЦП, ПЛИС, основной платы; мониторинг напряжений питания.

Известные неисправности: неверный коэффициент делителя напряжения на одной из наблюдаемых линий.

Описание: данный тест позволяет выявить отклонение от заданных значений одного или нескольких напряжений питания, а также перегрев ЦП, ПЛИС, основной платы.

8. Мониторинг состояния Ethernet портов

Известные неисправности: нестабильная работа Ethernet-соединения между SoM и Ethernet Switch в режиме 1000Base-T.

Описание: данный тест позволяет провести наблюдение за состоянием внутренних и внешних Ethernet-портов устройства и способен выявить неподключенный кабель, неисправность разъёмов, нестабильность Ethernet-соединения, неверную скорость соединения.

9. Тестирование модуля передней панели

Известные неисправности: нет.

Описание: данный тест задействует все элементы передней панели (светодиоды, кнопки); оператор должен вручную убедиться в их исправности.

10. Тестирование GPIO

Известные неисправности: нет.

Описание: данный тест позволяет в автоматическом режиме проверить работоспособность интерфейса GPIO с помощью специального кабеля, замыкающего каждый выход на соответствующий вход интерфейса.

11. Тестирование интерфейса RS232

Известные неисправности: нет.

Описание: данный тест позволяет в автоматическом режиме проверить работоспособность интерфейса RS232 с помощью специального кабеля, замыкающего линии RX-TX и RTS-CTS.

12. Тестирование аналоговых аудиовхода и аудиовыхода

Известные неисправности: искажение входного и выходного сигнала; некорректный уровень выходного сигнала.

Описание: данный тест позволяет проверить работоспособность аналоговых аудиовхода и аудиовыхода, проверить соответствие уровней сигнала, вычислить коэффициент гармонических искажений. Тестирование выполняется в автоматическом режиме с использованием кабеля, соединяющего аудиовход с аудиовыходом.

13. Тестирование аудиовыхода для подключения наушников

Известные неисправности: нет.

Описание: данный тест позволяет проверить работоспособность аудиовыхода для подключения наушников, проверить уровень сигнала, вычислить коэффициент гармонических искажений. Тестирование выполняется в автоматическом режиме с использованием кабеля, соединяющего выход для наушников с аудиовходом.

14. Тестирование цифровых аудиовхода и аудиовыхода

Известные неисправности: нет.

Описание: данный тест позволяет проверить работоспособность цифровых аудиовхода и аудиовыхода и убедиться, что цифровой аудиосигнал передаётся и принимается без искажений. Тестирование выполняется в автоматическом режиме с использованием кабеля, соединяющего аудиовход с аудиовыходом.

15. Тестирование USB-портов

Известные неисправности: нет.

Описание: для выявления неисправностей USB-портов устройства, к каждому порту должен быть подключен USB-накопитель. Успешное выполнение записи и последующего чтения файла на данном накопителе будет свидетельствовать об исправности порта.

16. Тестирование оперативной памяти

Известные неисправности: нет.

Описание: ошибки оперативной памяти могут приводить к неожиданным сбоям в работе устройства, а также к искажению звукового сигнала. Для выявления ошибок оперативной памяти используется модифицированная утилита memtester, которая реализует различные алгоритмы поиска наиболее распространенных ошибок.

Одним из наиболее важных этапов является тестирование как аналоговых, так и цифровых аудиопортов. Разработанная схема тестирования приведена на рисунке 2 и состоит из следующих этапов:

1. Передающий аудиобуфер заполняется отсчётами, формирующими синусоидальный сигнал частотой 1 кГц.

2. Отсчёты отправляются на ЦАП (при тестировании аналоговой линии) или S/PDIF энкодер аудиокодека (при тестировании цифровой линии).

3. При тестировании аналоговой линии, в зависимости от параметров теста, выходной сигнал ЦАП ослабляется на 0…15 дБ.

4. Сигнал поступает на аудиовыход и через специальный кабель подаётся на аудиовход.

5. При тестировании аналоговой линии, в зависимости от параметров теста, входной сигнал усиливается на 0…15 дБ.

6. Аналоговый сигнал преобразуется в цифровой вид с помощью АЦП (при тестировании аналоговой линии) или подаётся на S/PDIF декодер аудиокодека (при тестировании цифровой линии).

7. Отсчёты поступают в аудиобуфер и накапливаются там (в настоящее время его емкость составляет 48000 отсчётов).

8. Над полученным массивом отсчётов производятся следующие операции:

– БПФ – для перехода из временной в частотную область с последующим вычислением коэффициента гармонических искажений;

– вычисление уровня сигнала (в дБн) и сравнение его с заданным условиями теста;

– Обнаружение клиппинга с помощью поиска максимальных значений отсчётов при заданной разрядности.

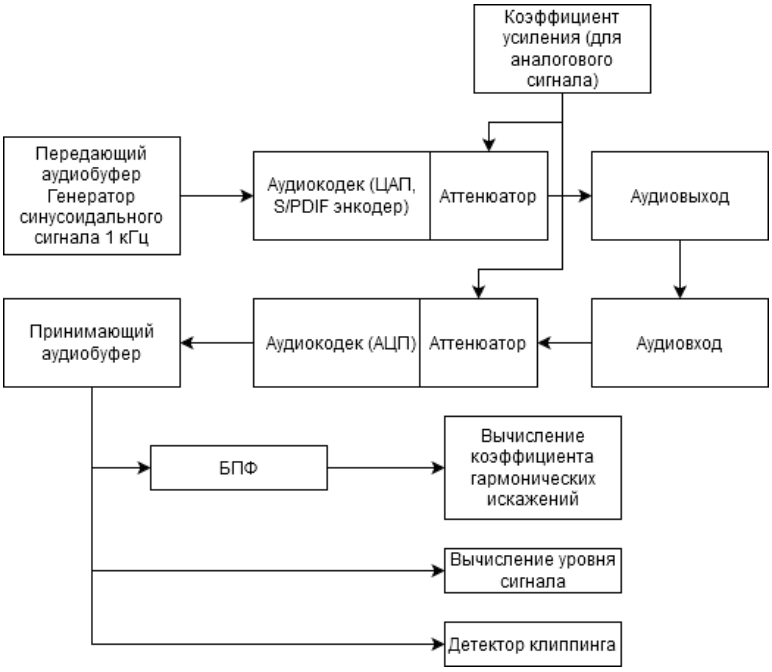


Рисунок 2 – Схема тестирования ввода-вывода аудиосигнала

Выводы:

1. В результате выполнения работы разработаны методы автоматизированного тестирования различных узлов аудиокодека нового поколения IP Link One, которые были реализованы в виде программных модулей.
2. Анализ результатов работы программных модулей показал, что выполняемые ими тесты позволяют обнаружить все известные на данный момент неисправности, встречающиеся в прототипах IP Link One, а также подтвердить отсутствие неисправностей после их устранения.
3. Разработанные тесты охватывают почти все компоненты IP Link One и позволяют провести диагностику работоспособности устройства как на этапе контроля качества при производстве, так и во время эксплуатации.
4. Благодаря гибкой архитектуре программных модулей можно использовать новые методы тестирования.
5. В дальнейшем планируется интегрировать разработанные программные модули в веб-интерфейс устройства для повышения наглядности и удобства использования.

Литература

1. https://www.doubleradius.com/ip-stl-broadcasters-guide.html
2. https://www.gatesair.com/products/transport/audio-contribution-distribution
3. https://www.gatesair.com/documents/products/intraplex-ip-link-en-jk-tc-032218.pdf
4. Ямпурин Н.П. Отказоустойчивые устройства цифровой обработки сигналов: Учебное пособие // Н.П. Ямпурин, В.Л. Волков, В.А. Шаров – М.:МАИ, 1990. – 32 с.

OFTWARE IMPLEMENTATION OF AUTOMATED TESTING OF IP AUDIO CODEC “IP LINK ONE”

P.G. Maleev D.V.[1], prof., P.H.D. Yampurin N.P.[2]

[1]Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
[2]Arzamas Polytechnic Institute (branch) NNTU n.a. R.E. Alekseev

New generation IP audio codec "IP Link One" automated testing methods and their software implementation are described. Developed tests cover all components of the device including analog and digital audio ports, Ethernet, USB, GPIO, RS-232 ports, internal peripheral devices, connected to internal I2C, SPI, PCIe buses; perform supply voltage and temperature monitoring of critical components, make possible to automatically detect known issues on quality control stage during manufacturing and operation. Flexible architecture of tests makes possible to implement new testing methods. Developed automated tests allow to improve quality and to decrease costs during devices manufacturing, and simplify fault detection during operation.

СЕКЦИЯ № 7. СИСТЕМЫ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ И РОБОТОТЕХНИКИ

АНАЛИЗ ВИЗУАЛЬНОЙ И ТЕКСТОВОЙ ИНФОРМАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЛУБОКИХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

асп. Андреев В.В.

Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева

В работе рассмотрена задача анализа визуального и текстового контента на основе глубоких нейронных сетей при разработке вопросно-ответных систем на основе визуального контента. Произведен анализ существующих моделей вопросно-ответных систем на основе визуального контента и осуществлена классификация данных моделей в контексте механизмов внимания. Рассмотрены существующие механизмы внимания и осуществлена их классификация. Предложен алгоритм объединения нисходящего внимания на основе глубокой нейронной сети и восходящего внимания на основе карт интенсивности, цвета и контраста.

Задача VQA (Visual Question Answering) предполагает создание системы, способной дать ответ на вопрос, заданный в произвольном виде и касающийся предоставленного системе изображения. Иными словами, системе предоставляется вопрос q ∈ Q, связанный с предоставленным изображением v ∈ I, и система должна дать ответ, имеющий смысл. При обучении системы цель заключается в том, чтобы прогнозируемый ответ $\hat{\boldsymbol{a}}$ совпадал с фактическим ответом $\boldsymbol{a}$ [1]:

$$\hat{\boldsymbol{a}} = \boldsymbol{arg}\ \max_{\boldsymbol{a}\in\boldsymbol{A}} \boldsymbol{p_\Theta}(\boldsymbol{a}|\boldsymbol{v},\boldsymbol{q}) \qquad \textbf{(1)}$$

При построении систем VQA, для каждой модальности используется отдельная нейронная сеть. В нынешних решениях для обработки визуальной информации используются сверточные нейронные сети, в то время как для текстовой информации используются рекуррентные сети архитектур LTSM или GRU.

Модели VQA можно разделить на модели на основе объединенного представления [2, 3] и модели на основе внимания[4]. В моделях на основе объединенного представления тензоры изображения и текста объединяются в пространстве общей размерности, после чего полученный тензор используется классификатором для вычисления наиболее вероятного ответа на вопрос. В моделях, использующих механизм внимания, определенным областям изображения или словам в вопросе назначается весовой коэффициент в соответствии с механизмом внимания. В данных моделях механизм внимания может быть применен к визуальной информации, к вопросу, или к каждой из этих модальностей [5].

В настоящее время наибольшую популярность получили модели VQA, построенные на основе карт внимания, поскольку именно такие системы показывают наилучшие результаты. Поскольку системы VQA работают с визуальной и текстовой информацией, открытым является не только вопрос построения наиболее точных карт внимания, но и объединения внимания в соответствии с данными обеих модальностей, то есть карта внимания должна не только соответствовать наиболее значимым областям на изображении, но и учитывать содержимое вопроса, выделяя области изображения, которые с наибольшей вероятностью будут важны для ответа именно на этот вопрос. При этом визуальная информация, в отличии от текстовой, обладает большей размерностью и более подвержена зашумлению, что делает задачу объединения как представлений этих данных, так и объединения внимания достаточно сложной.

Методы построения карт внимания для изображений, представленные в настоящее время в литературе, можно разделить на две категории. В первом случае карта внимания строится с учетом поставленной задачи, такой как поиск определенных объектов на представленной сцене. Как правило, в методах данной категории используются искусственные нейронные сети. В настоящее время наибольшую популярность получили методы с использованием сверточных сетей глубокого обучения. В втором случае карта внимания строится не направлено, а путем анализа оптических характеристик участков изображения для выделения необычных или важных зон на изображении [6].

В данной работе предлагается комбинированный механизм внимания, осуществляющий объединение двух карт внимания: глобальной карты внимания для изображения и карты направленного внимания, вычисляемой с использованием текстового контекста.

В подавляющем большинстве моделей VQA используются карты внимания на основе признаков, полученных посредством сверточной нейронной сети. При этом внимание управляется текстовой информацией из заданного вопроса, при этом, как правило, выделяются наиболее важные слова. Это в некоторой степени ограничивает зону внимания системы, так как наиболее важными принимаются объекты,

указанные в вопросе, при этом зачастую игнорируя другие участки изображения, которые могут иметь отношение к этому объекту, что часто приводит к тому, что для ответа на вопрос система обучается искать не правильные признаки, а также выделяет некорректные зоны внимания, в результате обучаясь особенностям предоставленного набора данных, но не обобщению. Таким образом, объединение механизма управляемого внимания (на основе глубоких нейронных сетей) с неуправляемым вниманием на основе оптических характеристик изображения (таких как цвет, контраст, и пр.) может помочь в построении более точных карт внимания и привести к более правильному обучению систем, способствуя обучению более правдоподобным признакам.

Модели внимания, представленные в литературе, можно разделить на линейные и билинейные. В первом случае для объединения визуальной и текстовой информации используется поэлементное произведение или конкатенация векторов. Разработчики билинейных моделей предполагают, что подобная линейная комбинация признаков недостаточно эффективна и слабо обоснована при работе с данными разных модальностей [6]. В билинейных моделях используются две нейронные сети, выходные данные которых объединяются с помощью внешнего произведения, после чего полученный тензор передается классификатору. Билинейные модели позволяют находить более сложные взаимосвязи в данных разных модальностей. Одним из ограничений подобных систем является значительное повышение размерности в сравнении с линейными моделями [1]. Для снижения вычислительных затрат в билинейных системах в работе [6] для снижения размерности перед операцией внешнего произведения была применена аппроксимация компактного билинейного объединения [10] с помощью алгоритма Count Sketch [9]. В работе [7] было предложено дальнейшее улучшение билинейных систем, за счет применения дифференциальных нейронных сетей, представляющих собой несколько слоев прямого распространения с добавлением узлов, вычисляющих разность между каждой парой входных значений, что позволяет изолировать возможный шум в данных и найти взаимозависимости между входными значениями.

В работе [1] была применена декомпозиция Такера, что позволило ограничить размер модели без уменьшения качества нахождения взаимосвязей между входными данными разных модальностей.

В работе [5] представлен механизм совместного внимания, при котором система обучается строить карты внимания для изображения и вычислять значимость слов в заданном вопросе. Исследования, связанные с совместным вниманием, были продолжены в работе [6], где карта внимания строилась с учетом результатов предыдущих вычислений.

Одной из сложностей, с которыми приходится сталкиваться при разработке моделей на основе глубоких нейронных сетей является количество параметров, которые необходимо оптимизировать в процессе обучения данной системы. Большое количество параметров не только замедляет процесс обучения системы, но и увеличивает объем необходимой памяти. Поскольку для обучения глубоких нейронных сетей в настоящее время используются графические чипы, память для хранения тензора параметров относительно дорога, и данные устройства не предполагают добавление памяти пользователем. Данное обстоятельство создает необходимость поиска компромиссов, таких как ограничение размера мини-пакета, размещение частей модели на нескольких устройствах, а также различные методы снижения размерности тензора параметров, которые особенно важны для билинейных моделей.

В данной работе предлагается модель двунаправленного внимания. На первом этапе вычисляется восходящее внимание путем объединения карт внимания, построенных на основе яркости, цвета, контраста, границ, ориентации и симметрии[10]. Цветовая карта внимания вычисляется путем объединения карт каждого компонента цвета, предварительно нормализованных для того, чтобы результаты объединения оставались в диапазоне [0…255].

$$SM_m = k_{In} \cdot SM_{In} + k_{Cl} \cdot SM_{Cl} + k_{Cn} \cdot SM_{Cn} \qquad (2)$$

В выделенных областях изображения осуществляется дополнительная сегментация. Данный этап позволяет выделить области изображения, которые с наибольшей вероятностью привлекли бы внимание человека, задающего вопрос при взгляде на данное изображение, и, в большинстве случаев, имеющие наибольшее значение при ответе на этот вопрос. Результаты этих вычислений в дальнейшем используются для вычисления нисходящего внимания.

Алгоритм восходящего внимания состоит из следующих шагов:

Входные данные: изображение

Шаг 1. Начало цикла

Шаг 2. Построение карты внимания на основе атрибутов яркости, цвета и контраста

Шаг 3. Если важный регион найден, то переход к Шагу 3, иначе переход к Шагу 8

Шаг 4. Выделить участки изображения в соответствии с картой внимания

Шаг 5. Удалить выделенные участки из изображения

Шаг 6. Увеличить контраст и параметры цвета на полученном изображении для построения новой карты внимания

Шаг 7. Конец цикла

Шаг 8. Сегментация каждого выбранного региона изображения для получения отдельных объектов интереса

Шаг 9. При необходимости, сегментация области вне карты внимания (фона)

Шаг 10. Формирование прямоугольных изображений из выбранных участков для последующей обработки.

Полученное изображение используется в качестве входных данных для сверточной нейронной сети архитектуры ResNet152, предварительно обученной для классификации изображений ImageNet, без использования классификационной части данной нейронной сети, т.е. в качестве выходного используется последний сверточный слой.

Для обработки текстового контента используется рекуррентная нейронная сеть архитектуры GRU. Предобработка текста включает в себя токенизацию предложения на отдельные слова, унитарное кодирование и применение модели Word2Vec для преобразования слов в векторы.

Полученные векторы объединяются с помощью операции компактного билинейного объединения. Полученный тензор, включающий в себя визуальный и текстовый контент, используется для вычисления нисходящего внимания. По аналогии с алгоритмом внимания, предложенным в [6], для прогнозирования карты внимания используются два сверточных слоя и классификатор softmax, при этом в качестве оператора нелинейности используется RL-ReLU, предложенный в [11] с целью более точного представления нелинейных взаимосвязей между данными обеих модальностей.

Полученная карта внимания используется для вычисления нового вектора, представляющего визуальные данные, которые будут использоваться для ответа на заданный вопрос.

Литература

1. Ben-Younes H., Cadene R., Cord M., Thome N. MUTAN: Multimodal Tucker Fusion for Visual Question Answering // Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Vision. – 2017. Vol. 2017-Octob. – Pp. 2631–2639. doi: 10.1109/ICCV.2017.285.
2. Goyal Y., Khot T., Summers-Stay D., Batra D., Parikh D. Making the V in VQA Matter: Elevating the Role of Image Understanding in Visual Question Answering // The IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). – 2017.
3. Agrawal A. VQA: Visual Question Answering: www.visualqa.org // Int. J. Comput. Vis. Vol. 123, no. 1. – Pp. 4–31, – 2017. doi: 10.1007/s11263-016-0966-6.
4. Shih K. J., Singh S., Hoiem D. Where to look: Focus regions for visual question answering // Proceedings of the IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. – 2016. – Vol. 2016-Decem. – pp. 4613–4621. doi: 10.1109/CVPR.2016.499.
5. Lu J., Yang J., Batra D., Parikh D. Hierarchical Question-Image Co-Attention for Visual Question Answering. // Advances In Neural Information Processing Systems. – Pp. 289–297.– 2016.
6. Fukui A., Park D. H., Yang D., Rohrbach A., Darrell T., Rohrbach M. Multimodal Compact Bilinear Pooling for Visual Question Answering and Visual Grounding // Empirical Methods in Natural Language Processing. Pp. 457–468, 2016, doi: 10.18653/v1/d16-1044.
7. Wu C., Liu J., Wang X., Li R. Differential Networks for Visual Question Answering Question // Aaai, – 2017.
8. Gao Y., Beijbom O., Zhang N., Darrell T. Compact bilinear pooling // Proc. IEEE Comput. Soc. Conf. Comput. Vis. Pattern Recognit. Vol. 2016-Decem, no. 2. Pp. 317–326. – 2016. doi: 10.1109/CVPR.2016.41.
9. Charikar M., Chen K., Farach-Colton M. Finding frequent items in data streams // Lect. Notes Comput. Sci. (including Subser. Lect. Notes Artif. Intell. Lect. Notes Bioinformatics). Vol. 2380 LNCS. Pp. 693–703. – 2002, doi: 10.1007/3-540-45465-9_59.
10. Favorskaya M., Andreev V., Popov A. Salient region detection in the task of visual question answering. // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2018. Vol. 450, no. 5. doi: 10.1088/1757-899X/450/5/052017.
11. Favorskaya M., Andreev V. The study of activation functions in deep learning for pedestrian detection and tracking // ISPRS - Int. Arch. Photogramm. Remote Sens. Spat. Inf. Sci. Vol. XLII-2/W12. Pp. 53–59. – 2019, doi: 10.5194/isprs-archives-xlii-2-w12-53-2019.

ANALYSIS OF VISUAL AND TEXT INFORMATION USING DEEP NEURAL NETWORKS

Ph.D. student Andreev V.V.

Reshetnev Siberian State University of Science and Technology

The task of analyzing visual and textual content based on deep neural networks in the development of question-answer systems based on visual content is discussed in the paper. The analysis of existing models of question-answer systems based on visual content is carried out and the classification of these models is carried out in the context of attention mechanisms. Existing attention mechanisms are considered and their classification is implemented. An algorithm is proposed for combining downward attention based on a deep neural network and upward attention based on intensity, color, and contrast maps.

ДЕТЕКТИРОВАНИЕ РЕЧЕВОЙ АКТИВНОСТИ НА ФОНЕ ШУМОВ ПРИ ПОМОЩИ СВЁРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

асп. Вашкевич Г.С., доц., д.т.н. Азаров И.С.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

Предлагается новый способ выделения характеристических признаков речевого сигнала, которые могут быть использованы в моделях машинного обучения для решения задач обработки речи. На примере задачи выделения речевой активности показывается, что использование предложенных признаков позволяют избавиться от избыточной информативности во входных данных, что позволяет значительно упрощать нейросетевые модели, а также сокращать количество необходимых для обучения данных. Предложенная модель детектора речевой активности, оказывается робастной к широкому спектру шумов. Так же приводятся результаты сравнения с публично доступной моделью детектирования речевой активности из фреймворка WebRTC.

Введение. Выделение речевой активности из звукового сигнала используется в большом количестве приложений. В то же время данная задача не является до конца решенной, так как выделить речь в зашумленном аудио сигнале бывает практически невозможно. Современные подходы к решению данной задачи заключаются в применении нейросетевых моделей, которые требуют наличия большого количества обучающих примеров. При этом большую роль в успешном решении данной задачи играют характеристические признаки, извлекаемые из аудиозаписей, которые затем подаются на вход таких моделей. Самыми популярными характеристическими признаками являются амплитудный спектр сигнала, мелспектрограма, а также мелкепстральные коэффициенты (MFCC) [1-4]. Каждый из этих признаков обладает рядом недостатков. Так, например, амплитудный спектр речевого сигнала является очень избыточным, и как следствие, для обучения моделей, использующих данные признаки, требуется большое количество тренировочных данных. Недостаточно большой тренировочный набор в данном случае будет способствовать сильному переобучению модели. Для устранения избыточности в данных признаков было предложено более компактное представление речевого сигнала – мелспектрограма, основным недостатком которой является потеря полезной информации об огибающей спектра, за счет объединения частотных полос по мел-шкале. MFCC являются еще более компактным представлением сигнала за счет применения декорелирующего преобразования между частотными компонентами мелспектрограмы, но при этом теряется еще больше полезной информации.

Речевой спектр имеет специфическую структуру. Большая часть речи является вокализованной (от 80% до 95% общей продолжительности речевого сигнал) и образуется при помощи голосовых связок, создающих периодические колебания. По этой причине спектр речи имеет преимущественно гармоническую структуру и почти вся значимая информация, сконцентрирована на частотах, пропорциональных частоте основного тона.

Частота основного тона речевого сигнала может меняться в широких пределах. Считается, что для речевых приложений его диапазон составляет от 50Гц до 450Гц. Таким образом, с одной стороны весь

амплитудный спектр является избыточным в качестве характеристического вектора, с другой стороны частота основного тона изменяется во времени, и частота информационно важных компонент изменяется кратно частоте основного тона. Соответственно, полезно было бы иметь такие характеристические признаки речевого сигнала, которые бы хорошо отражали гармоническую структуру речи, а также компактно описывали огибающую спектра на всем частотном диапазоне.

В данной работе на примере задачи выделения речевой активности предлагается использовать специальные характеристические признаки, полученные из речевого спектра при помощи свёрточного слоя. Характеристические признаки способны эффективно описать вокализованную речь, основываясь на частоте основного тона, а также получить компактное представление огибающей спектра, которая может использоваться и в других задачах обработки речи.

Предложенные характеристические признаки позволяют эффективно решать задачу выделения речевого сигнала из зашумленной аудиозаписи используя очень простую модель нейронной сети, состоящую всего из одного дополнительного слоя классификатора.

В работе приводится сравнение предложенной модели с публично доступной моделью детектора речевой активности от компании Google из фреймворка WebRTC.

Формирование характеристических признаков. Основная идея формирования характеристических признаков близка к подходу, предложенному в работе [5], но имеет ряд улучшений. Сама идея заключается в том, чтобы выбирать из речевого спектра только те компоненты, которые кратны частоте основного тона речевого сигнала. Такие компоненты содержат в себе информацию о спектральной огибающей и позволяют избавится от избыточной информации о тоне голоса. При этом, информацию о частоте основного тона можно сохранить, если сопоставить набор таких компонент, полученных для разных частот основного тона, между собой.

Таким образом, формирование характеристических признаков происходит путём выбора частотных компонент спектрограммы сигнала, кратных заданной частоте основного тона *F0*. Гипотетические значения $F0_i$ получаются путем разбиения частотного интервала $F0_{min}$ … $F0_{max}$ на *N* значений по логарифмической шкале, как это показано на рисунке 1. Логарифмическая шкала разбиения частотного интервала необходима чтобы обеспечить равное разрешение анализа в разных диапазонах частоты основного тона.

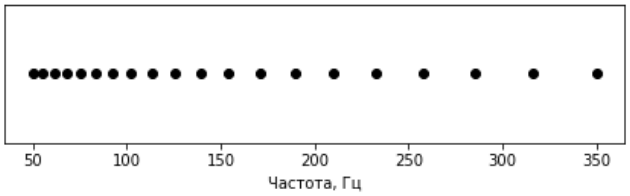


Рисунок 1 – Разбиение частотной шкалы на N значений

Далее для каждого значения $F0_i$ из исходной спектрограммы выбирается по *M* гармоник. Индексы I_i всех M гармоник в спектрограмме с частотным разрешением f_r для заданной $F0_i$ будут вычисляться по формуле:

$$I_i^j = round\left(\frac{1+j}{2} \cdot \frac{F0_i}{f_r} + 1\right), \qquad j = 0 \dots (M-1),$$

где $round(*)$ – операция округления.

Частотное разрешение спектрограммы определяется по формуле:

$$f_r = \frac{f_s}{N_{fft}},$$

где f_s – частота дискретизации исходного сигнала, N_{fft} – формат быстрого преобразования Фурье.

Для получения результирующего характеристического вектора признаков *X* для данного фрейма аудиосигнала s, необходимо вычислить спектрограмму *S* от входного сигнала, а затем выбрать из нее только те компоненты, которые соответствуют вычисленным индексам I_i^j:

$$S = log_{10}|FFT(s)|$$

$$X(i,j) = S\left(I_i^J\right), \qquad i = 0 \dots (M-1), \qquad j = 0 \dots (M-1).$$

Таким образом, для каждого входного фрейма, формируется матрица признаков *X*, размером $N \times M$, состоящая из *N* векторов по *M* компонент, каждый из которых гипотетически описывает гармоническую структуру речевого сигнала.

Свёрточная нейронная сеть для детектирования речевой активности. Полученная матрица характеристических признаков подается на вход нейронной сети как показано на рисунке 2. Предложенная модель работает как классификатор на 2 класса – речь и шум. Состоит из одного свёрточного и одного полносвязного слоёв. Свёрточный слой состоит из *K* фильтров с ядром $1 \times M$ и функцией активации ReLU. Использование ядра такого размера позволяет осуществлять операцию свёртки только вдоль оси с гармониками исходного сигнала, обрабатывая каждую гипотезу независимо друг от друга. Результат работы свёрточного слоя агрегируется при помощи полносвязного слоя с одним нейроном. Для получения распределения вероятностей того, какая из *N* гипотез содержит в себе гармоническую составляющую, выход второго слоя поступает на функцию активации softmax. Если максимальное значение активации выхода сети больше порогового значения h, то входной пример относится к речевому сигналу, в противном случае – к шуму.

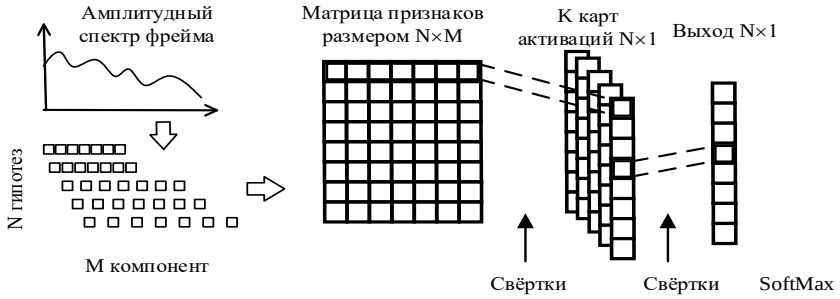


Рисунок 2 – Предлагаемая модель свёрточной нейронной сети для детектирования речевого сигнала

Задача предложенной модели состоит в том, чтобы определить, существует ли среди N предложенных гипотез такая, что содержит в себе амплитуды гармоник исходного сигнала. Работая таким образом модель способна эффективно обнаружить вокализованные участки речевого сигнала. Для того, чтобы учесть и невокализованные участки речи, необходимо чтобы модель так же анализировала и спектральную огибающую.

Получить компактное представление спектральной огибающей предлагается путем вычисления взвешенной суммы всех гипотез. В качестве взвешивающих коэффициентов предлагается использовать выходы из softmax слоя базовой модели. Таким образом получится вектор признаков, состоящий из M компонент. Данный вектор признаков подается на полносвязный слой из K нейронов с функцией активации ReLU, а активации данного слоя поступают на вход выходного полносвязного слоя, состоящего из 1 нейрона с сигмоидальной функцией активации.

Эксперименты и подбор параметров. Обучение моделей проходило методом Adam [6] с шагом обучения 0.001. Обучение продолжалось 50000 итераций с размером мини-партии в 256 элементов. Параметры моделей представлены в таблице 1.

Таблица 1

Параметры модели

f_s, Гц	16000
N_{fft}	1024
$F0_{min}$ Гц	75
$F0_{max}$, Гц	350
N	256
M	44
K	32
h	0.15

Для экспериментов использовался открытый набор данных Musan [7]. Набор состоит из записей трёх типов – речь, шум, и музыка. Для тестирования предложенного подхода использовались только зашумленные речевые записи. Тренировочный набор данных формировался путем добавления случайной записи шума к речевой записи со случайным соотношением сигнал/шум (SBR) из диапазона -20…20дБ.

Тестирование моделей происходило по следующей методике: для каждой речевой записи из тестового набора случайным образом выбиралось по 3 шумовых записи, каждая из которых по отдельности добавлялась к речевой записи с SNR равным -20дБ, -10дБ, 0дБ, 10дБ, и 20дБ, а так же со случайным SNR из диапазона -20…20дБ. Таким образом модель тестировалась в различных шумовых условиях.

В качестве модели для сравнения использовалась модель из открытого фреймворка WebRTC [8]. В качестве метрики для оценки моделей использовалась F1-мера. Результаты экспериментов представлены в таблице 2.

Таблица 2

Результаты тестирования моделей

Модель	-20дБ	-10дБ	0дБ	10дБ	20дБ	Случайный SNR
Базовая	0.9434	0.9427	0.9450	0.9436	0.9460	0.9447
Расширенная	0.9426	0.9439	0.9456	0.9451	0.9474	0.9440
WebRTC	0.8356	0.8585	0.8767	0.8827	0.8904	0.8713

Анализ работы моделей. Как видно из таблицы 2, обе предложенные модели имеют примерно одинаковое качество детектирования, и в то же время являются робастными к различным шумам с различной интенсивностью. Альтернативная модель из фреймворка WebRTC показала худшие результаты, и качество ее работы более значительно снижается с увеличением интенсивности шумов.

Визуализация активаций Softmax-слоя базовой модели, которая показана в нижней части рисунка 3, поваляет оценить то, какая именно гипотеза во входной матрице признаков представляет собой гармоническую структуру входного сигнала. Как видно из данного рисунка изменение номера гипотезы с максимальной активацией во времени соответствует изменению частоты основного тона исходного сигнала, спектр которого показан в верхней части рисунка. Таким образом предложенная модель может так же быть использована в качестве оценщика тона, так же как это предлагается в работе [5]

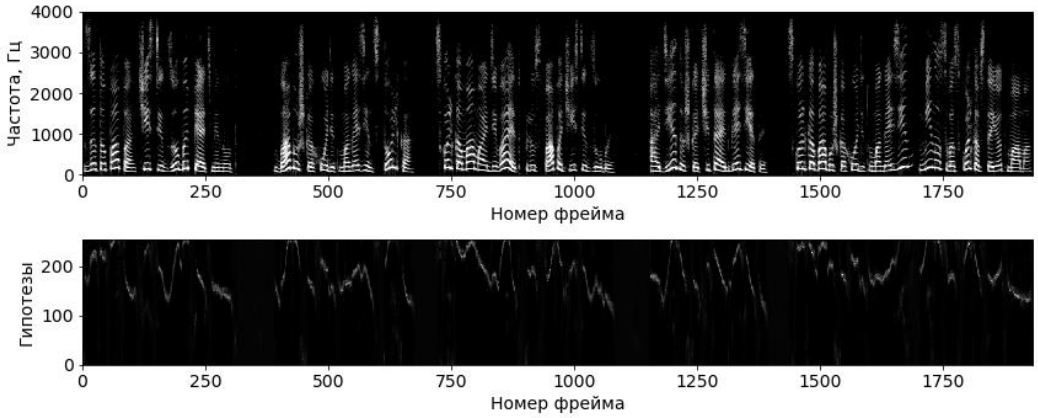


Рисунок 3 – Визуализация активаций Softmax-слоя базовой модели

Визуализация взвешенной суммы гипотез, показанная в нижней части рисунка 4, подтверждает предположение о том, что такая взвешенная сумма представляет собой компактное описание спектральной огибающей исходного сигнала, показанного в верхней части рисунка. При этом данное представление сигнала имеет всего 44 параметра вдоль частотной оси. Данные признаки в дальнейшем так же могут эффективно использоваться и для решения других задач обработки речи.

Заключение. В работе предлагается новый способ выделения характеристических признаков речевого сигнала, основанный на гармонической структуре речи и свёрточном слое нейронной сети. На примере задачи выделения речевой активности показывается, что использование предложенных признаков позволяет избавиться от избыточной информативности во входных данных, что дает возможность успешно решать задачи обработки речи используя очень простые нейросетевые модели, и делать их робастными к широкому спектру шумов. Предложенная модель детектора речевой активности, оказывается эффективнее публично доступной модели из фреймворка WebRTC. Модель построенная с применением предложенных характеристических признаков способна формировать компактное представления спектральной огибающей, а так же служить оценщиком частоты основного тона речевого сигнала, что делает ее полезной для решения широкого спектра задач речевой обработки.

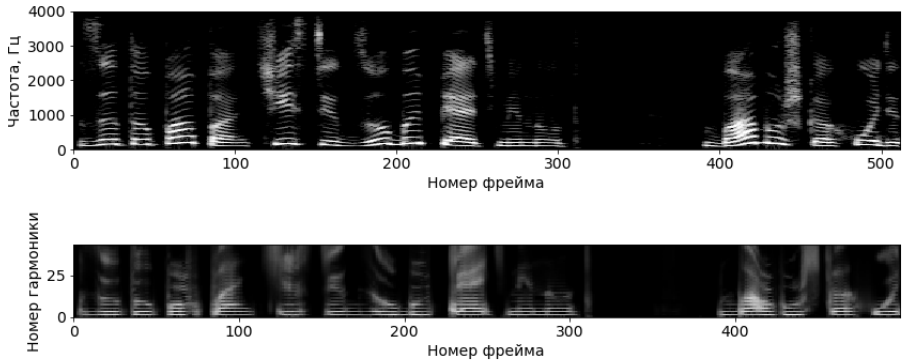


Рисунок 4 – Визуализация взвешенной суммы гипотез

Литература

1. Yant, Neville, Mark Liberman, and Jiahong Yuan. Speech activity detection on youtube using deep neural networks. In INTERSPEECH, pp. 728-731. 2013.
2. Kinnunen, T., Chernenko, E., Tuononen, M., Fränti, P., & Li, H. Voice activity detection using MFCC features and support vector machine. In Int. Conf. on Speech and Computer (SPECOM07), Moscow, Russia, 2007, October, Vol. 2, pp. 556-561.
3. Yoo, In-Chul, Hyeontaek Lim, and Dongsuk Yook. Formant-based robust voice activity detection. IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech and Language Processing (TASLP) 23, no. 12 (2015): 2238-2245.
4. Pang, Jing. Spectrum energy based voice activity detection. In 2017 IEEE 7th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC), pp. 1-5. IEEE, 2017.
5. Drugman T., Abeer A.. Joint Robust Voicing Detection and Pitch Estimation Based on Residual Harmonics. Proceedings of the Annual Conference of the International Speech Communication Association, INTERSPEECH. 1973-1976. 2011.
6. Kingma, Diederik P., and Jimmy Ba. "Adam: A method for stochastic optimization." arXiv preprint arXiv:1412.6980. 2014.
7. Snyder, David, Guoguo Chen, and Daniel Povey. Musan: A music, speech, and noise corpus. arXiv preprint arXiv:1510.08484. 2015.
8. Python interface to the WebRTC Voice Activity Detector. Available at: Available at: https://github.com/wiseman/py-webrtcvad

VOICE ACTIVITY DETECTION IN NOISY CONDITIONS BASED ON CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORK

Vashkevich R., Azarov E.

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

A new method for building characteristic features of a speech signal is proposed. The proposed features can be used in machine learning models to solve a wide range of speech processing tasks. Based on the voice activity detection task it is shown that the features allow to get a compact speech representation which can significantly simplify models based on neural networks as well as reduce the amount of training data. The proposed voice activity detector is robust to a wide range of noise. The results of comparison with the publicly available model for detecting speech activity from the WebRTC framework are presented.

МНОГОПОРОГОВАЯ СЕЛЕКЦИЯ ОБЪЕКТОВ ПО ГЕОМЕТРИЧЕСКИМ ПРИЗНАКАМ НА ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

проф. д.т.н. Волков В.Ю.[12], студ. Лиходед И.[1]

[1]Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина);
[2]Санкт-Петербургский Государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассмотрена задача селекции объектов различной природы на цифровых монохромных изображениях, формируемых в системах дистанционного наблюдения. Предложены схемы многопороговой обработки и селекции объектов интереса с установкой порога по результатам селекции. Получены и опробованы алгоритмы многопороговой селекции объектов по площади и по другим масштабно-инвариантным геометрическим признакам. Порог бинаризации устанавливается для каждого из селектируемых объектов исходя из экстремума геометрического критерия. Представлены результаты обработки типовых моделей изображений, а также результаты селекции объектов на реальном телевизионном изображении.

Введение

Задачи обнаружения, выделения, селекции и локализации объектов различной формы возникают в системах радиовидения, использующих синтезированные антенные решетки (SAR), инфракрасные, лидарные и телевизионные камеры. При этом круг решаемых задач включает идентификацию объектов, слежение за ними, сопоставление и совмещение изображений от разнородных датчиков, индексацию и восстановление изображений [1].

Разнообразие и изменчивость форм и текстур объектов, а также интенсивный нестационарный фон определяют сложность обработки. В области объектов интереса, как правило, реализуются небольшие отношения сигнал/фон. Кроме того, зарегистрированное цифровое изображение может иметь низкое качество, малое число уровней квантования, неоднородный характер и нечеткие границы естественных и искусственных структур (рек, дорог, мостов, зданий).

На практике в системах дистационного наблюдения статистический фон сильно отличается от гауссовского, распределение явно асимметрично, а хвосты плотностей вероятности похожи на логнормальную плотность или загрязненную нормальную (contaminated-normal). При ограниченной выборке вид плотности фона идентифицируется с трудом. Фон также может содержать элементы, которые структурно похожи на сигналы. Такой характер фона практически исключает применение известных методов адаптивной пороговой обработки, так как неправильное формирование порогов может привести к потере полезных объектов на самой ранней стадии. Другой проблемой является низкое качество формируемых изображений, пятна, размытые границы; кроме того, изображения SAR страдают от внутреннего спекл-шума [2].

Постановка задачи, теория и метод решения

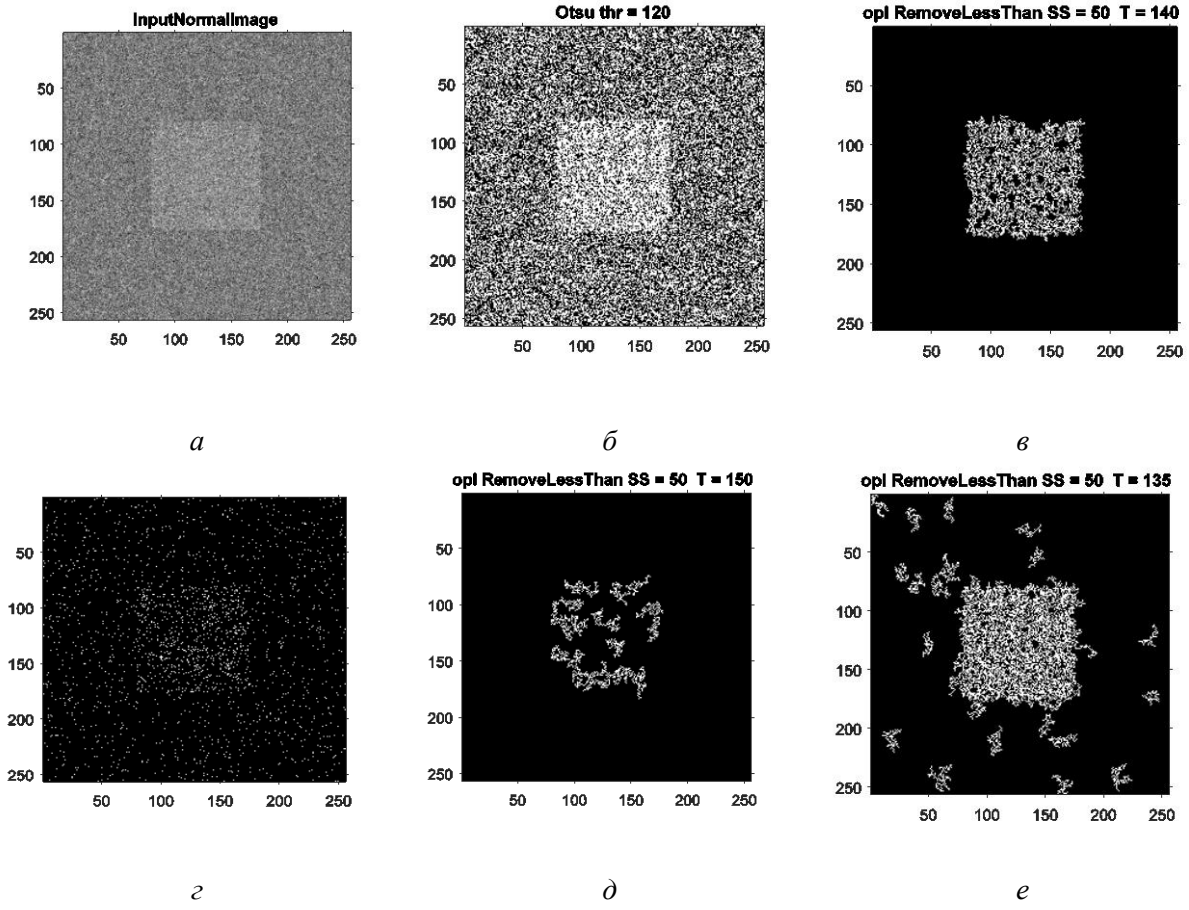
В данной статье рассматривается метод выделения изолированных связанных объектов, основанный на многопороговости, и его результаты используются для выбора наилучшего порога бинаризации. Выбор объекта традиционно осуществляется после сегментации. Считается, что главным свойством, отличающим интересующий объект от фонового шума, является связность соседних пикселей объекта в двоичном изображении. Это свойство используется для выбора изолированных объектов на каждом двоичном слое. Рассмотрим, во-первых, пороговую обработку с использованием глобального порога.

Пусть монохромное изображение $I(x, y)$ где I – интенсивность, а x, y – координаты пикселей, бинаризовано фиксированным глобальным порогом T. Результатом является двоичный слой B_T:{ $B_T = 1$, если $I(x, y) \geq T$; $B_T = 0$, если $I(x, y) < T$}, в котором подмножество единиц представляет объекты интереса (foreground), например, здания, сооружения, транспортные средства, береговая линия, а подмножество нулей относится к фону (background), который определяется ландшафтом области наблюдения.

Если интенсивности пикселов объектов интереса в основном выше интенсивностей фоновых пикселов, то общепринятым методом выбора глобального порога является метод Отсу, работающий в довольно общих условиях. Он основан на анализе гистограммы исходного изображения и дает минимальную сумму внутригрупповых дисперсий для подмножеств $\{I(x, y) > T\}$ и $\{I(x, y) \leq T\}$ соответственно. Ясно, что в практических сценариях объекты интереса размыты, а фон неоднороден и зашумлен, что в случае глобального порога приводит к перекрытию участков распределений для указанных подмножеств и

неизбежным ошибкам.

В идеале для каждого объекта интереса требуется свое значение порога, и такие локальные пороги возможно сформировать при использовании локальных (скользящих) окон, в пределах которых фон считается однородным. Необходимо задать контролируемую или базовую (связанную с размерами ожидаемого объекта) и опорную (фоновую) области. Опорная область располагается вблизи контролируемой и используется для формирования адаптивного порога [3]. Эти методы требуют априорного знания размеров объекта интереса. Так же, использование фонового окна приводит к потере разрешающей способности по близким объектам и к подавлению одного объекта соседними объектами, которые попадают в область этого окна.



а *б* *в*

г *д* *е*

Рисунок 1. Тестовое изображение (*а*) и результаты бинаризации и селекции объекта:
б – с порогом Отсу $T = 120$; *в* –с порогом $T = 140$ после селекции с $S_{min} = 50$; *г* – с высоким порогом $T = 180$ без селекции; *д* – с высоким порогом после селекции с $S_{min} = 50$;
е – с низким порогом $T = 135$ после селекции с $S_{min} = 50$

Рассмотрим тестовое изображение, содержащее квадратный объект, искаженный аддитивным гауссовским шумом (рисунок 1*а*). Модель содержит гауссово шумовое поле со стандартным нормальным распределением с нулевым средним и единичной дисперсией. Пиксели в поле сигнала содержат положительный сдвиг Δ в значениях. тестовое изображение получается путем преобразования диапазона значений. Результирующее изображение имеет 8-битный целочисленный тип данных с нулевым минимальным значением и максимумом, равным 255. Отношение сигнал-шум равно половине. Результат бинаризации Otsu показан на рисунке 1*б*. Очевидно, что изображение после бинаризации содержит слишком много ложных тревог, которые можно устранить, выделив небольшие объекты. Это проиллюстрировано на рисунке 1*в*, где были удалены небольшие объекты с площадью менее $S_{min} = 50$ пикселей.

Попытки подавить фоновые выбросы и уменьшить ложные тревоги с помощью повышения порогового уровня неэффективны, поскольку можно потерять объект интереса, как показано на рисунке 1*г*, где бинаризация была выполнена с высоким порогом без селекции. Можно видеть два типа искажений и помех: пропадание точек и разрушение (фрагментация) объекта для порога высокого уровня (рисунки 1*в* и *д*); появление на низком пороговом уровне фрактальных шумовых разрастаний на границе объекта и вне его (рисунок 1*е*).

Рассмотрим случай, когда изображение содержит ряд однотипных объектов, которые нужно выделить. На каждом бинарном слое выбираются объекты, удовлетворяющие заданным свойствам. Порог бинаризации для объектов выбирается так, чтобы получить максимальное количество объектов данной категории (или их пикселов) с учетом требуемого сохранения формы объекта. Этот процесс может быть автоматизирован, что приводит к адаптивным пороговым методам. Структура алгоритма выбора объекта по площади показана на рисунке 2.

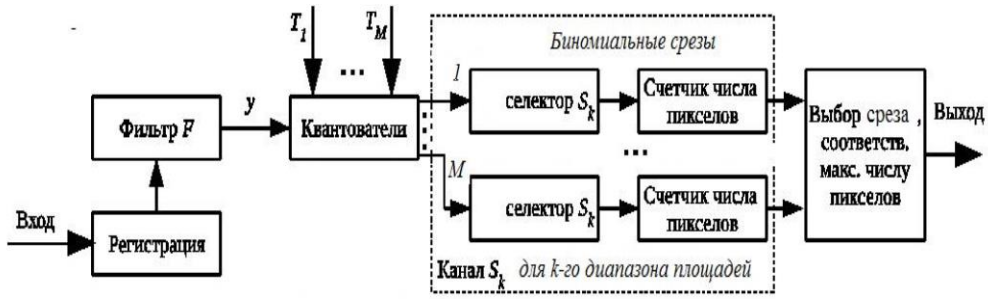
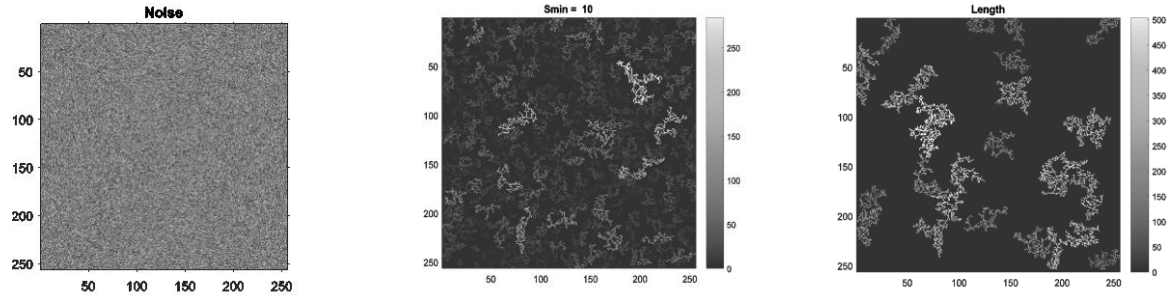


Рисунок 2. Структура селекции объектов по площади

Фильтр F выполняет предварительную фильтрацию для сглаживания и подавления шума. Далее изображение подвергается многопороговой обработке. Каждый канал имеет свой собственный диапазон областей изолированных объектов. При изменении порога с низкого на высокий общее количество выделенных объектов сначала увеличивается, достигает максимума, а затем уменьшается. При выборе объектов в узком диапазоне областей максимальное количество таких объектов появляется при определенном пороговом значении [4]. Это позволяет выбирать объекты, подсчитывая их количество, либо число пикселов в них, и устанавливая пороговые значения на соответствующих уровнях. Процесс установки порога может быть автоматизирован, что приводит к адаптивным методам.

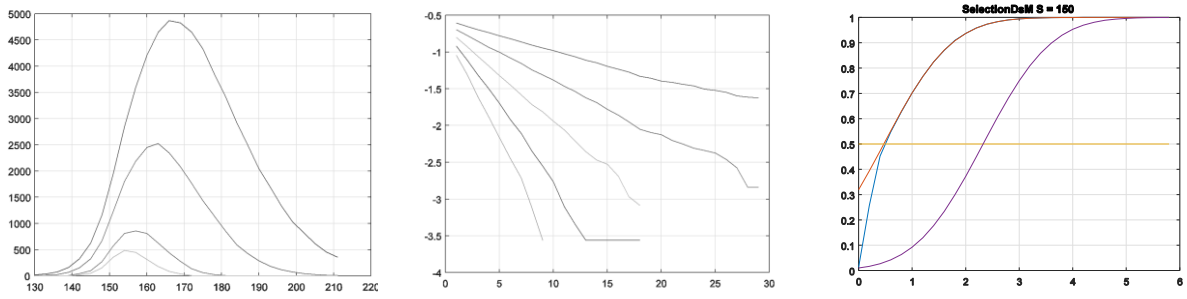
Характеристики обнаружения при селекции объектов по площади

Рассмотрим сначала бинаризацию чистого шумового поля, показанную на рисунке 3*а*. Результаты селекции объектов в шуме представлены на рисунках 3*б* и 3*в* для $S_{min} = 10$ и $S_{min} = 150$ соответственно. При этом пороги выбирались в соответствии с положением максимума числа отселектированных объектов. Количество изолированных объектов на срезе изображения шума зависит от порогового значения, как показано на рисунке 4*а* верхней линией. Максимум изолированных объектов $N_{max} = 4866$ появляется при пороге $T = 166$. Зависимости числа отселектированных объектов после удаления небольших объектов с $S_{min} = 1, 5, 10$ показаны на рисунке 4*а* соответствующими линиями, идущими ниже верхней линии. После удаления изолированных точек с $S_{min} = 1$ максимальное количество оставшихся объектов становится 2522 при $T = 163$, для $S_{min} = 5$ имеем $N_{max} = 863$ при $T = 157$, для $S_{min} = 10$, $N_{max} = 483$ при $T = 154$. Таким образом, количество выделенных объектов уменьшается с увеличением параметра S_{min}, а положение максимума несколько смещается в сторону более низких пороговых значений. Следствием выделения и удаления мелких объектов является возможность снижения порогового уровня при сохранении низкой вероятности ложной тревоги при обнаружении полезных объектов. Чем больше площадь шумовых объектов, подлежащих удалению, тем ниже порог обнаружения может быть установлен при одинаковой вероятности ложной тревоги. Вероятность ложной тревоги зависит от минимальной площади обнаруженных объектов (ось x), как показано на рисунке 4*б* в логарифмическом масштабе. Кривые получены путем моделирования. Для заданного порога и для каждой области S_{min} (которая укладывается в пикселях вдоль горизонтальной оси) вычислено и нормировано к размеру поля количество превышений шума. Ось ординат представляет собой десятичный логарифм этого нормированного значения, который соответствует расчетной степени вероятности ложной тревоги. Кривые сверху вниз соответствуют возрастающим пороговым уровням $T = 150, 155, 160, 165, 170$.



а *б* *в*

Рисунок 3. Селекция шумовых объектов.
Шкала яркости показывает значение площади объекта.



а *б* *в*

Рисунок 4. Анализ задачи обнаружения на фоне гауссовского шума: *а* – зависимости числа объектов от порога; *б* – зависимости степени вероятности ложной тревоги от порога; *в* – характеристики обнаружения объекта интереса.

Этот анализ используется для задачи обнаружения, в которой объект обнаруживается путем задания порогового уровня t_{NP}, удовлетворяющего критерию Неймана-Пирсона для каждого пикселя. Рассмотрим задачу обнаружения без учета формы объекта, которая обычно неизвестна. Пусть мы имеем сдвиг в математическом ожидании в области сигнала для гауссовского шумового поля (см., например, рисунок 1). При отсутствии селекции объектов вероятность обнаружения для каждого пикселя в сигнальном поле вычисляется по формуле

$$D = 1 - \Phi(t_{NP} - d),$$

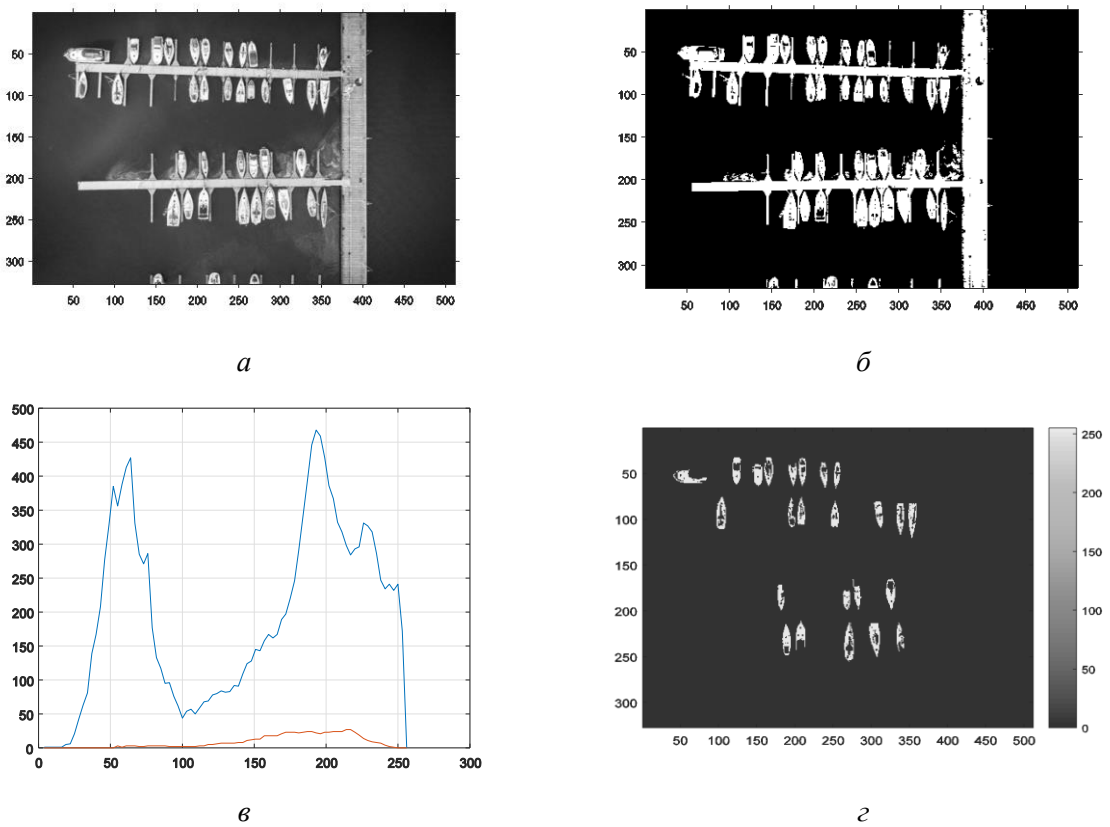
где d – отношение сигнал/шум (дефлекция), Ф – интеграл вероятности Лапласа, t_{NP} – нормированный порог для получения заданной вероятности ложной тревоги F. Характеристика обнаружения показана правой кривой на рисунке 4*в* для F = 0,01 и нормированного порога t_{NP} = 2,326. Ось x показывает отношение сигнал/шум (дефлекцию). Пороговая дефлекция для обеспечения вероятности правильного обнаружения D = 0,5, равна $d(0,5)$ = 2,326.

В случае селекции объектов предполагается, что область сигнала больше, чем параметр $S_{\min}$, который используется в алгоритме. Удаление небольших шумовых объектов из двоичного изображения может уменьшить количество ложных тревог или уменьшить порог обнаружения для заданного значения вероятности ложной тревоги. Для $S_{\min}$ = 150 в этой задаче он дает порог t_{NP} = 0,47 вместо 2,326. Понятно, что без селекции заниженный порог даст значительно большую вероятность ложной тревоги (0,32), что показывает левая кривая на рисунке 4*в*.

Селекция объектов на реальном изображении

Изображение на рисунке 5*а* получено с помощью системы дистанционного наблюдения. Задача состоит в том, чтобы выделить все интересующие объекты. Детектор Отсу не справляется из-за низкого порога, в результате чего все объекты сливаются (рисунок 5*б*). Зависимость числа изолированных объектов от порогового уровня показана на рисунок 5*в*. Верхняя кривая показывает все изолированные объекты, нижняя кривая представляет объекты после селекции по площади в интервале S = (100,300). Эта зависимость используется для установки наилучшего порога. Из общего количества 460 объектов можно выделить 24

изолированных объекта. Результат селекции объектов показан на рисунке 5*г*.



а *б* *в* *г*

Рисунок 5. Селекция реальных объектов.
Шкала яркости показывает значение площади объекта.

Стоит отметить, что адаптация порогового уровня по максимуму выбранных объектов имеет смысл в ситуациях, когда сцена содержит достаточное их количество. Кроме того, этот метод дает несколько более низкое значение порогового уровня. Эти недостатки могут быть устранены с помощью более совершенных методов адаптации, например, с помощью геометрических инвариантов [4].

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке Российского Научного Фонда (исследовательский проект №16-19-00172-П).

Литература

1. R.C. Gonzalez, R. E. Woods, Digital image processing, N.Y.: Pearson, 2008.
2. G. Gao, “Statistical modeling of SAR images: A Survey,” Sensors, vol. 10, 2010, P. 775-795.
3. В.Ю. Волков, Адаптивные и инвариантные алгоритмы обнаружения объектов на изображениях и их моделирование в Matlab: Учебное пособие. – СПб. Изд-во «Лань», 2014.
4. M. Bogachev, V. Volkov, O. Markelov, E. Trizna, D. Baydamshina, V. Melnikov, R. Murtazina, P. Zelenkhin, L. Sharafutdiniv, “Fast and simple tool for the quantification of biofilmembedded cells sub-populations from fluorescent microscopic images”, PLoS One, vol. 13, 2018. P. e0192022.

MULTI-THRESHOLD SELECTION OF OBJECTS BY GEOMETRIC SIGNS ON DIGITAL IMAGES

Prof. Dr. Sci Volkov V.Yu.[12], Stud. Likhoded I.[1]

[1]Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
[2]Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

The problem of selection of objects of various nature on digital monochrome images formed in remote monitoring systems is considered. The schemes of multi-threshold processing and selection of objects of interest with setting a

threshold according to the selection results are proposed. Algorithms for multi-threshold selection of objects by area and by other scale-invariant geometric features are obtained and tested. The binarization threshold is set for each of the selected objects based on the extremum of the geometric criterion. The results of processing typical image models are presented, as well as the results of object selection on a real television image.

_____ ◆ _____

АДАПТИВНОЕ ВЫДЕЛЕНИЕ ОБЪЕКТОВ НА ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

проф. д.т.н. Волков В.Ю.[12], студ. Норман Р.М.[1]

[1]Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
им. В.И. Ульянова (Ленина) «ЛЭТИ» ;
[2]Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассмотрена задача выделения объектов дистанционного зондирования различной формы с адаптивной настройкой порога с использованием предварительной селекции. Также реализован и испытан многопороговый алгоритм селекции объекта, основанный на инвариантных по масштабу геометрических критериях, таких как коэффициент удлинения периметра объекта. Приведены результаты обработки изображений, полученных системой дистанционного зондирования. Предложенные алгоритмы позволяют различать компактные и удлиненные объекты, оставаясь инвариантными относительно масштаба изображения.

Введение

Распознавание изображений в системах дистанционного наблюдения и компьютерного зрения основано главным образом на двух концепциях: это компактность объектов интереса по сравнению с фоном, и их изолированность, т. е. наличие границ. Если интенсивности объектов превышают интенсивность окружающего однородного фона, глобальный пороговый уровень представляется простым и подходящим решением. Среди общепринятых подходов к выбору глобального порога известен метод Отсу [1]. В большинстве практических сцен объекты значительно размыты, а фон неоднороден, что приводит к значительному перекрытию распределений интенсивности и к неизбежным ошибкам. Поэтому для эффективного выделения требуется установка адаптивного порога для каждого отдельного объекта.

Простой и достаточно универсальный способ установки адаптивного порога заключается в использовании скользящего окна, которое несколько больше, чем объекты, представляющие интерес [2]. Выбор правильного размера окна напрямую зависит от знания типичного размера объекта, используемого для усреднения. Если размеры потенциальных объектов интереса неизвестны или значительно различаются между различными объектами, требуется использование комбинации окон разных размеров. Кроме того, увеличение размера окна приводит к неизбежному снижению пространственного разрешения, а также к значительному преобразованию формы выделяемых объектов, что часто нежелательно.

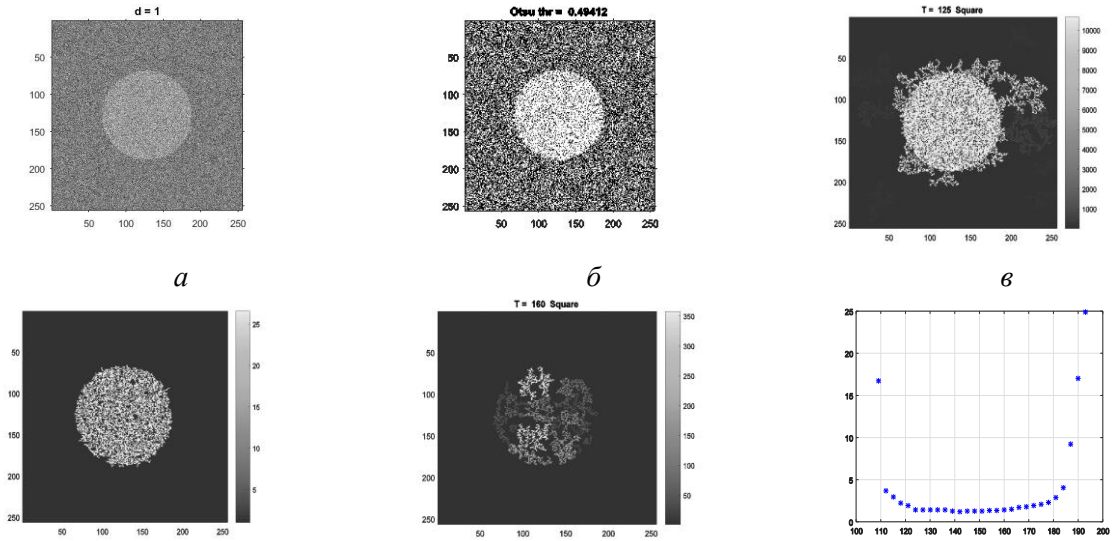
Среди нескольких возможных альтернатив подходу со скользящим окном следует отметить многопороговую обработку изображений [3-5]. Поскольку цифровое изображение имеет несколько уровней квантования, оно может быть довольно точно представлено серией двоичных слоев, соответствующих всем точкам с интенсивностями, превышающими определенный порог. Преимущество представления изображения совокупностью бинарных слоев заключается в простоте их последующего морфологического анализа. Самый простой подход к использованию многопороговых данных заключается в нахождении единственного уровня, который наилучшим образом соответствует определенным критериям, и выбрать этот уровень для дальнейшего анализа. Ключевое отличие от известных методов заключается в том, что решение основано на апостериорной информации о свойствах объектов, которые можно выбрать из каждого бинарного слоя, и нахождении наилучшего слоя с точки зрения свойств этих объектов. Хотя это требует некоторых ресурсов и вычислительных усилий для анализа ряда уровней, это в значительной степени компенсируется простотой пороговой процедуры.

Предложенный подход обобщает метод многопороговой обработки изображений. Все объекты, классифицируются на несколько категорий с использованием объективных критериев. Типичные критерии классификации включают размер объекта или его площадь, характеристики формы, такие как периметр, ориентация, длина главной оси и т. д. Также можно использовать нормированные характеристики формы и морфологию, например, на основе о соотношении между площадью и периметром или длиной главной оси описывающего эллипса. Указанные критерии характеризуют компактность селектируемых объектов.

Адаптивная селекция объектов на основе геометрических критериев

Чтобы исключить зависимость от масштаба изображения, целесообразно выбрать нормированные геометрические критерии. Один из геометрических инвариантов – это коэффициент удлинения периметра $P_S = P^2/4\pi S$, где P – периметр объекта, а S – его площадь. Это соотношение также называется метрикой компактности. Другим геометрическим инвариантом является коэффициент удлинения главной оси описывающего эллипса: $P_L = \pi L^2/4S$. Нетрудно показать, что для объекта в форме круга оба вышеуказанных коэффициента равны единице. Селекция компактных или удлиненных объектов может быть выполнена простым использованием слоя, где соответствующий параметр достигает своего минимального значения.

При действии аддитивного шума коэффициенты P_S и P_L увеличиваются, что иллюстрируется примером на рисунке 1. На рисунке 1*а* показан объект в форме круга на фоне аддитивного белого шума. Отношение сигнал-шум примерно равно единице. Изображение, полученное в результате моделирования, было преобразовано в 8-битный цифровой формат для интенсивностей, чтобы получить значения в интервале [0,255]. После сравнения с порогом T можно получить несколько двоичных изображений (рисунки 1*б-д*). Широко используемый метод Отсу дает слишком большой шум из-за низкого порога (см. рисунок 1*б*). Селекцией объектов по площади можно удалить мелкие объекты, в результате исчезает большинство шумовых выбросов (рисунок 1*в*). Однако полезный объект при низком пороге обрастает фрактальными отростками, его границы существенно искажаются и объект характеризуется повышенными значениями P_S за счет увеличения периметра.



а *б* *в*

г *д* *е*

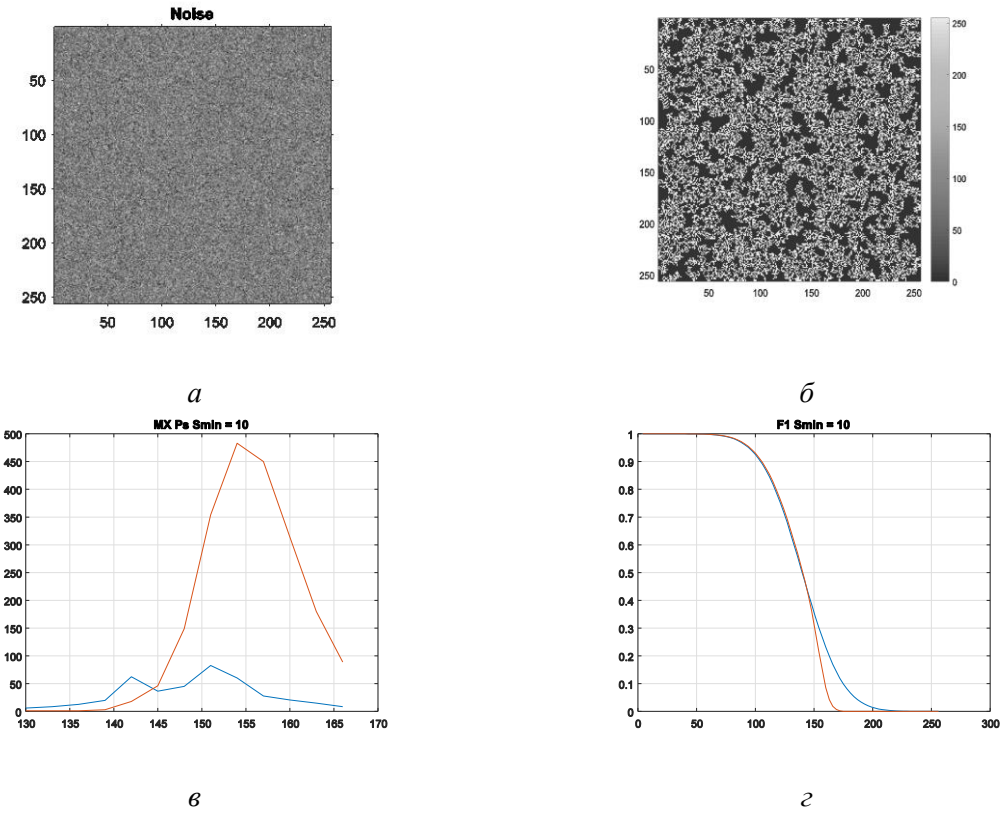
Рисунок 1. Тестовое изображение (*а*) и результаты бинаризации и селекции объекта: *б* – с порогом Отсу T = 125; *в* – с порогом Отсу T = 125 после селекции по площади;
г – с оптимальным порогом T = 155 после селекции; *д* – фрагментация объекта с высоким порогом T = 160; *е* – типичная зависимость коэффициента P_S от пороговых значений.
Шкала яркости на изображениях показывает значение площади объекта.

С увеличением порога наименьшее искажение границ и формы объекта достигается при некотором оптимальном значении T_{opt} (рисунок 1*г*). В этом случае коэффициент P_S минимален. Дальнейшее увеличение порогового уровня приводит к разрушению объекта, его дефрагментации (рисунок 1*д*), что приводит к росту значений P_S. Типичная зависимость коэффициента P_S от пороговых значений приведена на рисунке 1*е*. Она позволяет реализовать адаптивную установку порога для каждого из объектов по минимальному значению коэффициента P_S.

Анализ чистого шума и вероятности ложных тревог при обнаружении объектов

Рассмотрим бинаризацию гауссовского шумового поля, показанного на рисунке 2*а*. Размер изображения 256×256 пикселей. Максимальное количество изолированных объектов возникает при пороговом значении T = 150 и достигает 4900. В основном это небольшие объекты с площадью менее 10 пикселей. Они не

представляют объектов интереса, к тому же такое большое количество объектов перегружает компьютер. По этой причине рекомендуется удалять слишком мелкие объекты перед выделением по геометрическим признакам. Предварительная селекция по площади с S_{min}=10 позволяет существенно уменьшить число изолированных объектов после бинаризации (см. рисунок 2*б*). Зависимость числа объектов n_{obj} от порогового значения T показана на рисунке 2*в* (верхняя кривая), где максимальное число объектов равно 500. Нижняя кривая представляет зависимость максимального (по всем объектам в данном срезе) коэффициента удлинения периметра P_{Smax} от порогового значения. Очевидно, что этот коэффициент достигает больших значений (здесь около 90) для шумовых объектов с фрактальными структурами.



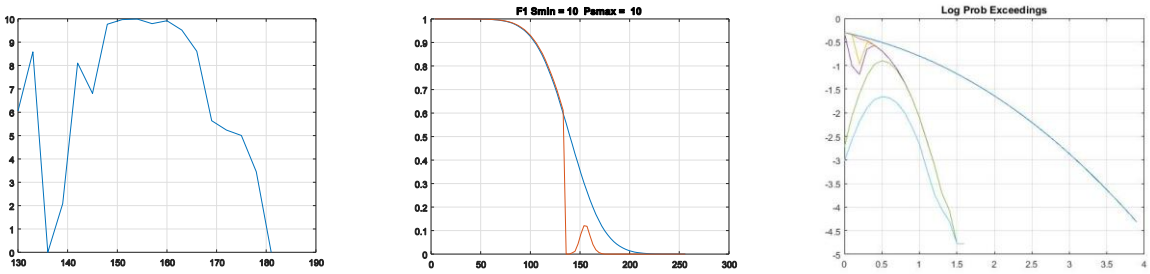
а *б* *в* *г*

Рисунок 2. Бинаризация гауссовского шума: *а* – исходное изображение; *б* – изолированные объекты после селекции по площади с S_{min} = 10; *в* – зависимости числа изолированных объектов n_{obj} и максимальных значений P_{Smax} от порога; *г* – вероятность шумовых выбросов как функция от порогового уровня.

Предварительная селекция объектов по площади уменьшает вероятность появления шумовых объектов, как показано на рисунке 2*г* (левая нижняя кривая) по сравнению с простой бинаризацией (правая кривая), при этом она практически не влияет на значения коэффициента удлинения периметра P_S для остальных объектов.

Интересно исследовать влияние на результаты селекции ограничений на коэффициент P_S. Очевидно, что ограничение максимального значения для P_S приводит к дополнительному удалению шумовых объектов, имеющих слишком большие коэффициенты удлинения. Полагается, что эти объекты имеют фрактальные структуры и не представляют собой объекты интереса. Значение P_{Smax} является важным параметром для адаптивной селекции объектов. Алгоритм удаляет объекты, у которых $P_S > P_{Smax}$.

Зависимость максимальных значений P_{Smax} (по всем выделенным объектам на срезе с порогом T) от порогового значения показана на рисунке 3а для S_{min} = 10 и P_{Smax} = 10.



а *б* *в*

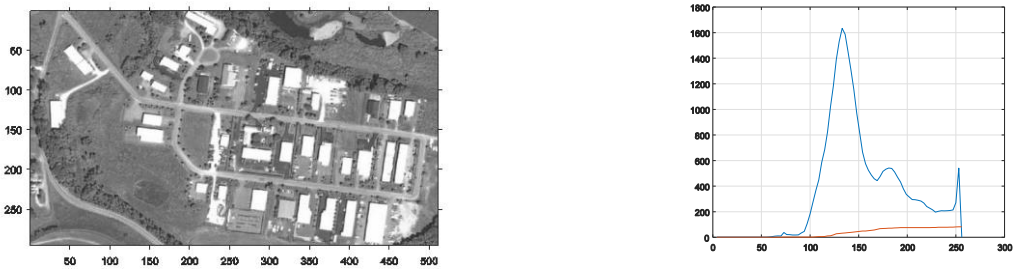
Рисунок 3. Зависимость максимальных значений $P_{S\max}$ от порогового значения (а) после селекции по площади с $S_{\min} = 10$ и $P_{S\max} = 10$ для гауссовского шума; *б* – зависимость вероятности ложной тревоги для выбранных параметров селекции; *в* – зависимость логарифмической вероятности превышений от порогового значения для $S_{\min} = 10$ и $P_{S\max} = 10000, 300, 100, 10, 3$.

Селекция объектов с учетом коэффициента удлинения периметра приводит к дополнительному уменьшению шумовых всплесков, но этот эффект различен для разных пороговых значений. Для данного случая алгоритм отбрасывает объекты в узкой области порогов между 140 и 170 (см. рисунок 3*б*). Верхняя кривая соответствует бинаризации без селекции. Все результаты получены путем моделирования. Соответствующие кривые в логарифмическом масштабе представлены на рисунке 3*в* для $P_{S\max} = 10000, 300, 100, 10, 3$ (сверху вниз). Верхняя линия дает классическую вероятность превышения порога для гауссовского шума.

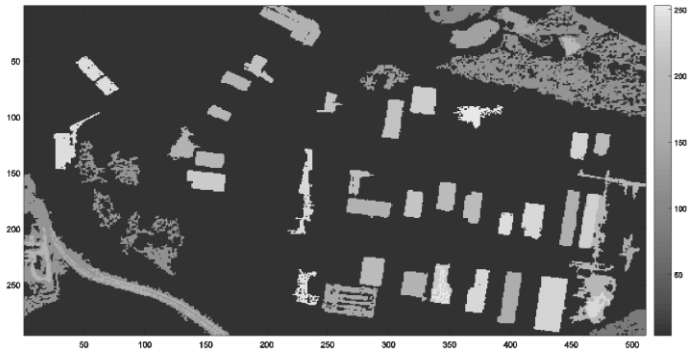
Как видно из анализа, ограничения сверху на коэффициент удлинения P_S могут уменьшить вероятность ложной тревоги в задаче обнаружения. Это может привести к более эффективному обнаружению объектов. Поскольку оптимальный порог для объекта интереса установлен соответствующим P_S, то выигрыш зависит от этого значения, и, следовательно, от конкретной формы объекта интереса.

Пример селекции объектов на изображении в системе дистанционного наблюдения

Рассмотрим телевизионное изображение, показанное на рисунке 4*а*. Задача состоит в том, чтобы выбрать и локализовать здания в этой сцене. Предлагаемый метод применен при $S_{\min} = 150$ и $P_{S\max} = 50$. Количество изолированных объектов зависит от пороговых значений (см. рисунок 4*б*), где верхняя кривая представляет число объектов без селекции, а нижняя кривая – после селекции.



а *б*



в

Рисунок 4. Селекция объектов на телевизионном изображении: *а* – исходное изображение; *б* – зависимость числа изолированных объектов от порога; *в* – результаты селекции объектов.

Работа выполнена при поддержке Российского Научного Фонда (исследовательский проект №16-19-00172-П).

Литература

1. R.C. Gonzalez, R.E. Woods, Digital image processing, NY: Pearson, 2008.
2. В.Ю. Волков, Адаптивные и инвариантные алгоритмы обнаружения объектов на изображениях и их моделирование в Matlab: Учебное пособие. – СПб. Изд-во «Лань», 2014.
3. M. Bogachev, V. Volkov, O. Markelov, E. Trizna, D. Baydamshina, V. Melnikov, R. Murtazina, P. Zelenkhin, L. Sharafutdiniv, A. Kayumov, “Fast and simple tool for the quantification of biofilm embedded cells sub-populations from fluorescent microscopic images,” PLoS One,, vol. 13, 2018, P. e0192022.
4. G. Cheng, J Han, “A survey on object detection in optical remote sensing images,” ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing, vol. 117, P. 11-28, 2016.
5. H. Gu, Y. Han, Y. Yang, H. Li, Z. Liu, U. Soergel, T. Blaschke, S. Cui, “An efficient parallel multi-scale segmentation method for remote sensing imagery,” Remote Sensing, vol. 10(4), P. 590-607, 2018.

ADAPTIVE SELECTION OF OBJECTS ON DIGITAL IMAGES

Prof. Dr. Sci Volkov V.Yu.[12], Stud. Norman R.M.[1]

[1]Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»;
[2]Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

The problem of selection of remote sensing objects of different shapes with adaptive threshold adjustment using preliminary selection is considered. A multi-threshold algorithm for object selection based on scale-invariant geometric criteria, such as the elongation coefficient of the perimeter of an object, is also implemented and tested. The results of image processing obtained by the remote sensing system are presented. The proposed algorithms make it possible to distinguish between compact and elongated objects, while remaining invariant with respect to the image scale.

АЛГОРИТМЫ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ МНОГОЗВЕННЫМИ ШАГАЮЩИМИ РОБОТАМИ С ЭЛЕМЕНТАМИ САМООБУЧЕНИЯ

асп. Данилов В.А.[1], к.т.н. Диане С.А.К.[2],
доц., д.т.н. Гончаренко В.И.[1,2], Артамонов А.Г.[1]

[1]Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)
[2]Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова Российской академии наук

Рассматриваются основные типы конструкций шагающих роботов и обосновывается выбор конструкции реализованного макета шестиногого инсектоморфного робота. На основе результатов анализа известных подходов к проектированию шагающих систем и выбранного типа робота описываются решения прямой и обратной задач кинематики для его конечностей. Рассчитаны и программно реализованы кинематическая и динамическая модели шестиногого шагающего робота. Построена компьютерная имитационная модель шестиногого шагающего робота, сочетающая трёхмерное визуальное представление робота и динамику его перемещения в заданных системах координат. Программно реализована процедура подстройки движения многозвенной конструкции в условиях несовершенства экспертного алгоритма движения. Проверка правильности предлагаемых математических моделей проводилась на виртуальном и натурном образцах шагающих роботов.

Введение

В настоящее время при проектировании шагающих роботов с шестью конечностями исследователей интересуют, прежде всего, ответы на два основных вопроса. Первый из них связан с организацией эффективного управления всеми шестью конечностями шагающего аппарата. Вторая задача состоит в интеграции этих алгоритмов управления с системами технического зрения так, чтобы робот мог автоматически распознавать произвольные препятствия и, по возможности, плавно перемещаться по неровной поверхности [1-4].

Целью данной работы является разработка математической модели движения макета шестиногого шагающего робота, позволяющей получить визуальное представление о его перемещении в пространстве при проектировании алгоритмов управления. Особенностью проектирования шагающих роботов является необходимость построения так называемой «контактной модели», которая служит для описания сил, действующих на стопы шагающего аппарата, со стороны опорной поверхности. Кроме этого, для моделирования движения таких машин требуется разработка динамической модели тела робота.

Разработанная математическая модель шестиногого шагающего робота состоит из трех основных подмоделей, выполняющих различные функции:

модель прямой кинематики (определяет положение конечностей робота в пространстве относительно его центра масс при известных углах поворота сервоприводов в сочленениях):

модель обратной кинематики (вычисляет величину углов в сочленениях, необходимую для перемещения конца ноги из одного положения в другое, что необходимо для отработки траектории движения ног во время ходьбы);

динамическая модель (служит для описания сил и моментов, действующих на робота и на выходные валы сервоприводов в сочленениях конечностей). Данная модель в свою очередь состоит из нескольких подмоделей:

модель сервопривода - принимает на вход значение заданного угла и действующие моменты в сочленениях, являющимися возмущающими воздействиями; на выходе эта модель выдаёт угол вала редуктора, угловую скорость и угловое ускорение;

модель исполнительного органа - описывает моменты, действующие в каждом звене конечности, которые возникают из-за соприкосновения с поверхностью движения, либо подаваемые от сервоприводов;

контактная модель - описывает силы, действующие на конец рабочего органа во время прикосновения его к поверхности;

модель тела робота - описывает тело шагающей машины и его реакцию на силы и моменты, возникающие в местах точек подвеса педипуляторов.

В работе рассмотрены основные типы конструкций шестиногих роботов. По результатам проведенного анализа за основу реализованной конструкции был взят робот AH3-R фирмы Lynxmotion [5]. Этот робот имеет шесть ног, каждая из которых имеет три степени свободы, являясь инсектоморфной [6]. Данный робот имеет осесимметричную форму корпуса. Однако с учётом особенностей решаемых задач потребовалась доработка конструкции. Новая конструкция имеет продолговатую форму корпуса, форма ноги осталась прежней. CAD-модели данных ног находятся в открытом доступе на сайте [5]. В качестве базового алгоритма

походки робота был выбран алгоритм «3+3». Разработка конструкции корпуса и сборка всех компонентов проведена в пакете SolidWorks фирмы Dassault Systems.

2. Разработка математической модели движения шестиногого шагающего робота

Исполнительные органы проектируемого робота имеют инсектоморфную форму и, соответственно, имеют три звена и три системы координат. Исходя из этого, необходимо получить три матрицы преобразования для каждого сочленения. Наиболее простым и эффективным способом для их получения в данной ситуации является представление в математической модели движения шестиногого шагающего робота такого механизма в параметрах Денавита-Хартенберга [7].

На основе выбранного типа конструкции робота с инсектоморфным типом исполнительных органов получено решение прямой задачи кинематики двумя методами: алгебраическим и геометрическим.

Алгебраический подход заключается в последовательном перемножении матриц, описывающих системы координат. Для определения матрицы связанной системы координат робота $\{B\}$ относительно глобальной $\{G\}$, необходимо иметь данные как о линейных перемещениях X, Y, Z, так и об углах крена, рысканья и тангажа. На рисунке 1 представлен фрагмент моделирования перемещения макета шестиногого шагающего робота в заданных системах координат.

В качестве альтернативы существует геометрический метод. Он отличается тем, что пространственная геометрия конечности раскладывается на несколько геометрических задач на плоскости.

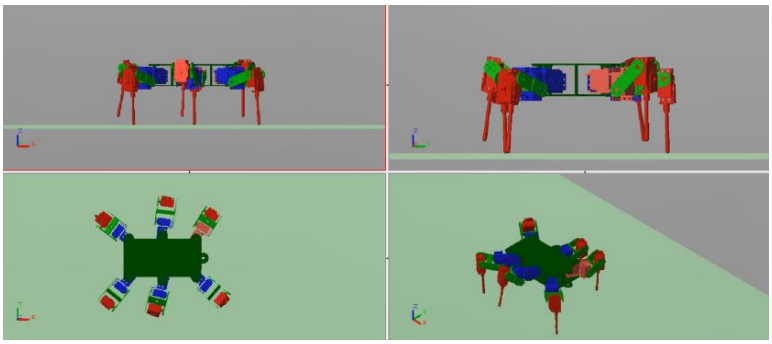


Рисунок 1. Трёхмерная визуализация результатов моделирования шагающего аппарата

3. Результаты вычислительного эксперимента

Для проверки результатов описанных выше подходов была разработана модель при помощи пакета Matlab. Производилось сравнение полученных результатов относительно CAD-модели на примере ноги №1. Задавались одинаковые углы в сочленениях как у CAD-модели, так и у математических моделей, а далее производилось их сравнение.

По результатам проверки выявлены незначительные отклонения в получившихся значениях координат. Данные отклонения не являются систематическими и могут быть связаны с отличиями алгоритмов вычисления тригонометрических функций, числа π, а также возможного округления предварительных результатов в программных продуктах SolidWorks и Simulink. При этом, сравнивая геометрический и алгебраический подходы, было выявлено, что результаты вычислений координат конца стопы практически идентичны при обоих подходах. Также следует учесть, что алгебраический подход требует 40 умножений, 17 вычислений тригонометрии и 22 сложения, а геометрический – только 8 умножений, 8 тригонометрических расчетов и 12 сложений.

Таким образом, сделан вывод, что геометрический метод является более предпочтительным для решения задачи в рамках расчета кинематики для шагающего аппарата с инсектоморфным типом конечностей.

4. Алгоритмы интеллектуального управления движением многозвенного робота

Логическим продолжением исследований по разработке моделей движения многозвенных шагающих роботов стала разработка алгоритма автоматического управления его походкой с применением методов искусственного интеллекта. Подобное усложнение требуется, с одной стороны, для компенсации несовершенства алгоритма походки, заложенного экспертом, а с другой – для синтеза новых движений в условиях априорной неизвестности рельефа подстилающей поверхности.

В рамках решения упомянутой выше задачи интеграции алгоритмов технического зрения и управления движением робота была выбран подход, основанный на применении технологии обучения с подкреплением. В рамках данного подхода ключевые признаки, выявленные по результатам анализа видеоизображения

используются для оценки полезности действий, совершаемых роботом с учетом сформированного экспертом функционала.

При этом эффективная реализация алгоритма обучения с подкреплением возможна с использованием нейронной сети как средства накопления знаний о целесообразности выполнения тех или иных движений шагающего робота в условиях различного рельефа местности [8].

Заключение

В ходе работы была построена математическая модель шестиногого шагающего робота, а также реализован базовый алгоритм походки данного робота. На основе вычислительного эксперимента сделан вывод, что геометрический подход является более предпочтительным для решения задачи в рамках расчета кинематики для шагающего аппарата с инсектоморфным типом конечностей.

Разработанная математическая модель движения используется для создания алгоритмов управления прототипом шестиногого шагающего робота, предназначенного для МЧС. Работоспособность и эффективность разработанного алгоритмического обеспечения подтверждена экспериментально при управлении лабораторным макетом шагающего робота.

В рамках развития проведенных исследований проработан вопрос адаптации робота к условиям неопределенности рельефа поверхности, по которой происходит его перемещение. Программно реализована процедура подстройки движения многозвенной конструкции в условиях несовершенства экспертного алгоритма движения.

Работа подготовлена при поддержке программы президиума РАН подпрограмма № 7.4 (30) "Теория и технологии многоуровневого децентрализованного группового управления в условиях конфликта и кооперации".

Литература

1. Алексеев Р.А., Мирошник И.В. Алгоритмы управления движением шагающего робота // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2005. №19. URL: http://cyberleninka.ru/article/n/algoritmy-upravleniya-dvizheniem-shagayuschego-robota.
2. Михайлов В.В., Соловьева Т.Н., Попов В.П. Моделирование кинематики шагающего робота // Информационно-управляющие системы // Издательство: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (Санкт-Петербург) №6 (79). 2015. С. 50-56.
3. Павловский В.Е. О разработках шагающих машин // Препринты ИПМ им. М.В.Келдыша. 2013. № 101. 32 с. URL: http://library.keldysh.ru/preprint.asp?id=2013-101.
4. Буданов В.М. Алгоритмы планирования движений шестиногого шагающего аппарата // Фундамент. и прикл. матем., 2005, том 11, выпуск 7. С. 197–206.
5. Lynxmotion Robotic Kits // URL: http://www.lynxmotion.com.
6. Голубев Ю.Ф., Корянов В.В. Перелезание инсектоморфного робота через свободно катающийся шар // Известия РАН. Теория и системы управления, 2014, № 5. С. 116-125.
7. Gene F. Franklin, J. David Powell, Abbas Emami-Naeini. Feedback Control of Dynamic Systems, Addison-Wesley, 2010. MathWorks // URL: http://www.mathworks.com.
8. H. Ivo & P. Kutilek. Reinforcement learning in control systems for walking hexapod robots. // Cybernetic Letters. 3. 1-13. 2005.

ALGORITHMS FOR INTELLIGENT CONTROL OF MULTI-LINK WALKING ROBOTS WITH SELF-LEARNING CAPABILITIES

Grad. Danilov V.A.[1], Ph.D. Diane S.A.K.[2],
Dr.Eng. Goncharenko V.I.[1,2], Artamonov A.G.[2]

[1] Moscow Aviation Institute (national research University)
[2] V. A. Trapeznikov Institute of control problems of the Russian Academy of Sciences

The main types of structures of walking robots are considered and the choice of the design of the implemented layout of a six-legged insectomorphic robot is justified. Based on the results of the analysis of known approaches to

the design of walking systems and the selected type of robot, solutions of forward and reverse kinematics problems for its limbs are described. Kinematic and dynamic models of a six-legged walking robot are calculated and implemented programmatically. A computer simulation model of a six-legged walking robot is constructed that combines a three-dimensional visual representation of the robot and the dynamics of its movement in given coordinate systems. The procedure for adjusting the movement of a multi-link structure in the conditions of imperfection of the expert motion algorithm is implemented. Verification of the correctness of the proposed mathematical models was carried out on virtual and full-scale samples of walking robots.

ПОДВИЖНАЯ СИСТЕМА ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ НА БАЗЕ МОБИЛЬНЫХ СФЕРИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

асп. Ипатов А.А., асп. Потапов Е.В., асп. Романов А.А.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Алгоритмы и системы технического зрения предназначены для работы с цифровыми изображениями и извлечения из них необходимой информации. В настоящее время данные системы и алгоритмы находят широкое применение в научной, профессиональной и бытовой деятельности. На производстве это могут быть, например, системы контроля качества продукции, в охранной сфере – системы видеоаналитики. В работе в качестве системы технического зрения предлагается использовать несколько подвижных мобильных устройств в форме сферы, внутрь которых установлена цифровая камера и микрокомпьютер. Описывается их конструкция, основные характеристики и возможности, а также этапы дальнейших действий по улучшению системы. Использовались инструменты библиотеки OpenCV и современные модели сверточных нейронных сетей.

Сегодня роль систем технического зрения (СТЗ) чрезвычайно велика. Наблюдается быстрый и постоянный рост числа таких типов данных, как видеоданные и статические цифровые изображения в связи с прогрессом в технологиях формирования, хранения и передачи данных (развитие интернет технологий, рост производительности компьютерной техники, рост объема мобильной цифровой фотосъемки и т. п.). Это требует разработки систем, которые позволяют автоматически анализировать и извлекать полезную для практических задач информацию, заключенную внутри цифровых изображений и видео, что приводит к экономической выгоде и росту производительности.

Цифровое изображение в простейшем случае представляет собой матрицу значений яркости пикселей, заключенных, например, для восьмибитного изображения в диапазоне [0, 255]. Это пример обычного одноканального полутонового изображения, в котором не содержится информации о цвете. Цветные же изображения являются многоканальными и обычно строятся с использованием различных цветовых схем. По своей сути цифровое изображение описывается набором цифр, которые заключают в себе полезную информацию о зафиксированной сцене, расположенных в ней объектах, их ориентации в пространстве и других характерных чертах.

Визуальный тип информации является наиболее важным для человека, который может легко и быстро анализировать цифровые изображения, а также извлекать из них полезную информацию, так как для нашей зрительной системы изображение представляет собой набор понятных повторяющихся паттернов, которым мы обучаемся с детства. Однако обучение компьютера видеть данные структуры, анализировать их и извлекать из них информацию не является тривиальной задачей, для решения которой требуется задействовать методы математической статистики, теории вероятностей, функционального анализа, теории оптимизации, линейной алгебры, методов программирования и алгоритмизации. Это говорит о том, что необходимо разрабатывать алгоритмы и системы компьютерного зрения, которые бы могли быстро и качественно справляться с этой задачей. Выделяют огромное число сфер практического применения СТЗ: автономные автомобили, системы видеонаблюдения, системы слежения (трекинга) за объектами интереса и видеомониторинга, системы видеоаналитики и идентификации, биометрия, медицинские СТЗ для помощи врачам, робототехника.

Основными частями СТЗ можно считать сенсоры технического зрения [1], а также аппаратный вычислительный блок, который обрабатывает информацию, поступающую с сенсоров (микропроцессоры, микрокомпьютеры, компьютеры, контроллеры и т. п.) и программный блок (в его состав входят в том числе и алгоритмы технического зрения).

Одним из распространенных и понятных сенсоров считается цифровая камера, которая является устройством формирования цифровых изображений и работает в видимом оптическом диапазоне. Упрощенно принцип формирование изображения обычной цифровой камерой можно описать так. Пучок света проходит через систему оптических линз (объектив камеры), после чего проецируется на сенсорную систему, которая в целом является матрицей светочувствительных полупроводниковых элементов [1]. Энергия фотонов, попадающих на эти элементы, переходит в электрическую энергию электронов. Происходит накопление электрического заряда в ячейках матрицы, после чего заряд трансформируется в напряжение, усиливается и подается на вход аналогового цифрового преобразователя (АЦП). На выходе АЦП соответственно имеем число, которое зависит от интенсивности света на участке светочувствительной матрицы. Методы технического зрения работают непосредственно с полученными цифровыми изображениями (кадрами – в случае обработки видео) с камеры и на основе анализа пикселей, структуры и свойств изображения позволяют производить интеллектуальную обработку изображений: распознавание образов, детектирование объектов интереса, слежение за объектом, локализация объекта (робота) и т. п.

Для работы с изображениями, поступающими с сенсоров технического зрения, предложено множество алгоритмов компьютерного зрения. От простых методов сегментации на основе связных компонент, k-средних, метода бинаризации Оцу, простейшего метода детектирования на основе каскадов Хаара до современных методов глубокого обучения, а именно сверточных нейронных сетей [2, 3]. Сверточные нейронные сети (СНС) хорошо учитывают структуру и локальные особенности цифрового изображения благодаря своей архитектуре, что делает их идеальными для решения высокоуровневых задач по работе с цифровыми изображениями, таких как распознавание образов, детектирование и других. Главной особенностью такой архитектуры нейронной сети считается, что сверточные слои формируются на основе операции, пришедшей из низкоуровневого компьютерного зрения, а именно свертки. Свертка представляет собой квадратное окно (матрицу) некоторого размера с определёнными случайно весами в её ячейках (ядро свёртки), которое пробегает всё входное изображение и формирует карту признаков. На более глубоких слоях свёртки выделяют все более и более абстрактные признаки изображения (углы, границы), которые затем в общем случае распознаются полносвязным слоем на выходе. Визуально операция свёртки демонстрируется на рисунке 1.

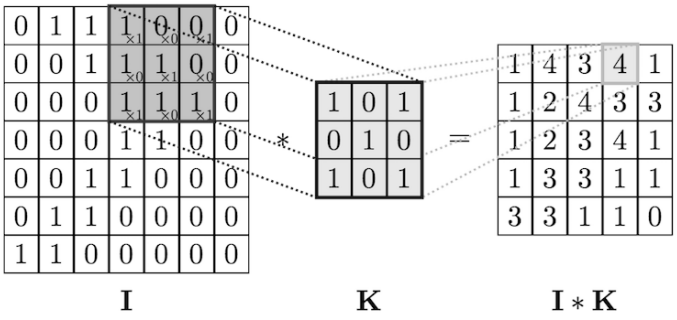


Рисунок 1. Операция свёртки в свёрточных нейронных сетях, где I – исходное изображение, K – ядро свёртки, I*K – результат операции свёртки

Стоит отметить, что СТЗ являются важной частью робототехнических систем, так как они обеспечивают робота зрением, которое необходимо для выполнения им определённых функций, запрограммированных человеком. По своей сути робот с набором сенсоров и микрокомпьютером может считаться отдельной подвижной СТЗ. Отдельной группой робототехнических устройств являются мобильные роботы. Благодаря миниатюризации составных схемотехнических элементов (управляющих плат), а также датчиков (сенсоров) стало возможным делать роботов небольших габаритов, которые обладают в тоже время широким функционалом и, следовательно, имеют широкий спектр научно-технических и практических приложений. Из-за своих габаритов и маневренности мобильные роботы полезны в работе разведывательных служб, служб специального назначения, при спасательных операциях, а также в быту. В отличие от классических СТЗ, используемых при видеонаблюдении на охранных объектах, СТЗ на базе мобильных роботов подвижны, а, следовательно, имеют переменное поле зрение, что делает данные системы хорошей альтернативой обычным статическим видеосистемам. Поэтому целью данной работы является создание прототипов подвижных мобильных устройств и их применение в качестве системы технического зрения, которая может быть использована для задач мониторинга/разведки помещений.

Мобильные роботы разнообразны. Имеется множество вариантов их классификации. Чаще всего их делят по способу передвижения: колесные, гусеничные, шагающие, гибридные [4]. Конструкция определенного робота зависит от конкретной задачи.

В данной работе в качестве подвижных мобильных устройств выбраны роботы сферической формы [5]. Сферическая форма является удобной для решения задач мониторинга/разведки производственных, либо жилых помещений в опасных/загрязненных/нормальных условиях, ограниченных пространств, а также труднодоступных мест. Данные задачи востребованы у служб специального назначения, таких как МЧС, полиция, пожарные, а также охранных служб. К ключевым преимуществам такой формы можно отнести следующие: более низкая вероятность опрокидывания и застревания в углах помещений по сравнению с колёсными, гусеничными или шагающими роботами, возможность всенаправленного движения с нулевым радиусом поворота (омни-движение). Сферическая внешняя оболочка робота предохраняет его внутренние технические компоненты от повреждений. Благодаря единой точке контакта с поверхностью робот сферической формы теряет меньше энергии при передвижении. Также хочется отметить, что сферическая форма психологически более привлекательна для людей, например, в работе [6] демонстрируется эмоциональная обратная связь "одноглазого" сферического робота с камерой при взаимодействии с человеком. К отрицательным сторонам роботов данной формы можно отнести трудности при движении по наклонным поверхностям, а также при преодолении высоких препятствий. Роботы такой формы мало подходят для доставки грузов.

Рисунок 2. Внешний и внутренний вид первого сферического робота

Рисунок 3. Внешний и внутренний вид второго сферического робота

В научно-технической литературе предложено множество конструкций сферических роботов, отличающихся главным образом физическими принципами приведения в состояние движения сферической оболочки: подвижные массы на неподвижных осях внутри робота (различные версии робота «Spherobot») и на подвижных осях (некоторые версии робота «Rollo»), гироскопы, маятниковые механизмы, всенаправленные колёса, внутреннее одиночное колесо, гибридные, с деформируемой оболочкой, с подпружиненным центральным элементом и другие [7–11]. Большинство из них основывается на принципе смещении центра масс тела. Также создано множество игровых сферических роботов: «Sphero 2.0» 2014, «Sphero SPRK+» 2016, «Robot Sphero Bolt» 2018, «Sphero mini» 2019. На выставке CES 2020, прошедшей в США в начале января 2020 года, был представлен сферический робот от компании Samsung, имеющий название «Ballie» и являющийся элементом системы умного дома. К сожалению, так как этот робот является коммерческой разработкой, компания не раскрывает подробностей относительно внутреннего строения и технической составляющей устройства. Кроме того, нет каких-либо данных касательно точности

детектирования объектов, времени работы алгоритмов и параметров автономности. Стоит сказать, что исследования, направленные на практическое применение сферических роботов в качестве интеллектуальных, малогабаритных систем, не так сильно распространены. Множество последних [12, 13] работ по сферическим роботам направлено на исследование и математическое описание самого процесса качения сферической оболочки, где робот в основном служит для проверки полученных уравнений динамики и кинематики, которые используются для планирования движения по ограниченной поверхности

Для исследования выбран механизм на основе двух вращающихся полусфер [11] и неподвижной центральной платформы, из которых состоит корпус сферического мобильного робота, так как подобная конструкция наиболее удобна для размещения внутренних элементов, внешних датчиков, а также является простой в реализации.

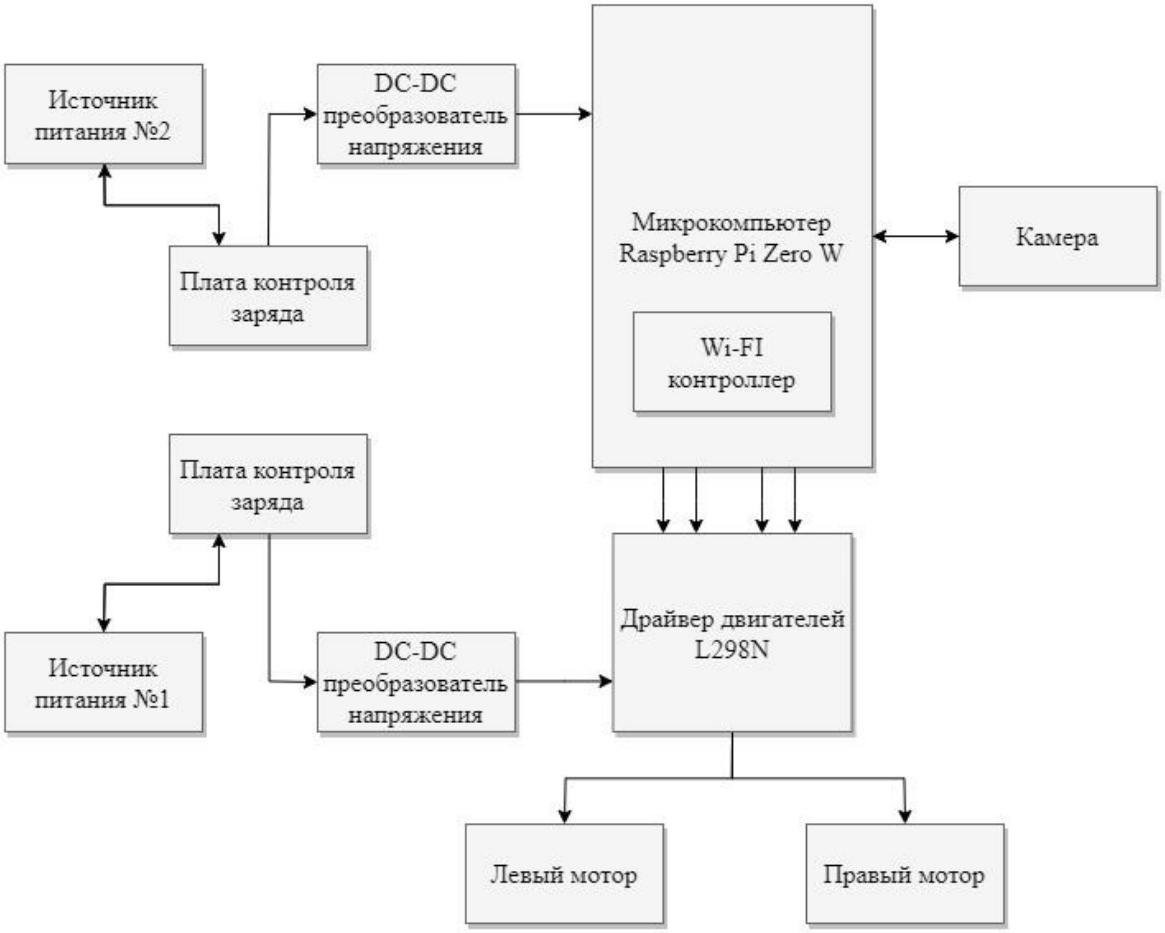


Рисунок 4. Блок-схема внутренней структуры первого робота

Для выполнения поставленных задач в ходе исследования спроектированы и собраны два прототипа сферических роботов, один из которых имеет диаметр полусферы 156 мм, а другой – 151 мм. Прототип первого сферического робота состоит из двух цельных полусфер (рисунок 2) и неподвижной центральной платформы, которые спроектированы в программе Компас-3D и изготовлены на 3D-принтере из высокопрочного пластика. Второй робот имеет аналогичную конструкцию корпуса, которая отличается полусферами с прорезями, что делает его более легким, однако при этом страдает герметичность (рисунок 3). Общая блок-схема структуры первого робота представлена на рисунке 4.

Рассмотрим состав роботов подробнее. Для обеспечения уверенного движения по горизонтальной поверхности роботы оснащены двумя биполярными электромоторами, для управления которыми используется драйвер двигателей L298N (основан на схеме двойного Н-моста). Эти двигатели обеспечивают постоянную скорость движения роботов 0,26 м/с. Код управления двигателем и камерой написан на языке программирования Python. Первый робот в качестве сенсора технического зрения использует камеру Raspberry Pi Cam v1 с 5-мегапиксельным сенсором Omnivision 5647, а второй – Banana Pi Cam с 5-мегапиксельным сенсором Omnivision 5640 CMOS. Модули позволяют получать и обрабатывать HD-видео с максимальной частотой 60 кадров/с, FULL HD-видео с максимальной частотой 30 кадров/с, а также получать изображения с разрешением до 2592×1944 пикселей. Основным элементом для управления движением, получения и обработки изображений и видео, а также передачи данных на удаленный терминал в первом

роботе является одноплатный микрокомпьютер Raspberry Pi Zero W v1.3, а во втором – Banana Pi m2 Zero. Данные платы имеют встроенные модули Wi-Fi и Bluetooth для обеспечения связи на расстоянии и удаленного управления роботом. В представленных роботах используется технология Wi-Fi, так как она имеет более высокую дальность работы и значительно превосходящую Bluetooth скорость передачи данных, что часто является критичным для передачи потокового видео. Подключение производится по защищенному протоколу SSH. За автономность сферических роботов отвечают 2 аккумулятора емкостью 2300 мАч и 2000 мАч и два – емкостью 900 мАч (первые используются для питания микрокомпьютеров Raspberry Pi и Banana Pi, вторые – для питания электромоторов и их драйвера). Вес центральной платформы и всех технических элементов устройств – 337 г и 308 г, вес каждой полусферы (т. е. колеса) – 150 г и 63 г, суммарный вес роботов 637 г и 434 г.

В качестве алгоритмов технического зрения в работе применялись различные методы детектирования лиц и людей, такие как построение гистограмм направленных градиентов (HOG), свёрточные нейронные сети YOLOv3 [14]. Планируется применить нейронную сеть Pelee, которая имеет хорошую производительность на мобильных устройствах [15]. На текущий момент роботы могут двигаться по гладким поверхностям (полу) со скоростью 0,26 м/с, снимать HD-видео в реальном времени и транслировать его на терминал, где выполняется обработка видео и детектирование объектов. Время автономной работы платы управления на первом роботе 3 часа, а на втором – 4 часа. Аккумулятор у второго робота имеет меньшую емкость, но другую цепь преобразователей, из-за чего автономность его выше.

Пока прототипы сферических роботов работают и выполняют свои задачи независимо друг от друга, а также имеют на данный момент только ручное управление. В планах для добавления возможности автономного управления ввести алгоритмы измерения расстояния до целевых объектов и препятствий, что можно сделать с использованием стереокамер, а также построение траекторий до цели. Для того чтобы проложить быстрые безопасные маршруты до цели, возможно придётся задействовать различные алгоритмы определения кратчайших расстояний до цели. Вероятно, потребуются механизмы определения позиции робота и пройденного им пути, например, могут быть использованы GPS маяки, радиомаяки, энкодеры, одометры.

В будущей работе также интересно будет создать как минимум ещё один прототип сферического робота и рассмотреть взаимодействие коллектива сферических роботов, направленное на решение конкретной практической задачи. Для связи в группе планируется использовать самоорганизующиеся беспроводные ad-hoc сети. Простейшую сеть такого рода можно реализовать на основе стандарта Wi-Fi IEEE 802.11b, который при наименее загруженном эфире позволяет обеспечить достаточную скорость для передачи мультимедийной информации. Исследование производительности такой сети приведено в [16]. Организация групповой работы позволяет повысить отказоустойчивость системы, радиус действия и обзора, функциональность, уменьшить время разведки, принятия решений и требования к сети. К минусам такой системы можно отнести сложность организации взаимодействия и управления в группе. Выделяют централизованные, децентрализованные и гибридные стратегии коллективного управления в группе. Коллективное управление характеризуется тем, что каждый член коллектива следует общей цели, обменивается информацией с другими членами группы, и на основе этой информации принимается решение о действиях [17]. Действие робота в группе считается оптимальным, если оно приближает всех членов группы к общей цели, которая при этом разбивается на несколько подзадач для каждого робота. Главными проблемами группы являются: управление роботами, взаимодействие и распределение обязанностей, избегание столкновения друг с другом.

Литература

1. Муратов Е.Р., Юкин С.А., Ефимов А.И. Сенсоры технического зрения / – М.: Горячая линия – Телеком, 2018. –74 с.
2. Corke P. Robotics, Vision and Control. Springer, 2011.
3. Рашид Т. Создаем нейронную сеть / – СПб.: ООО «Альфа-книга», 2017. – 272 с.
4. Budiharto W. Modern robotics with Opencv. SciencePG, 2014.
5. Борисов А.В., Павловский Д.В., Трещев Д.В. Мобильные роботы: робот-колесо и робот-шар / Сб. работ. – М.: Ижевск: Институт компьютерных исследований, 2013. – 532 с.
6. Eiji ONCHI, Seung Hee LEE. Design and Evaluation of a spherical robot with Emotions-like feedback during Human-Robot training. [Электронный ресурс] // Japan, 2019. URL: https://www.jstage.jst.go.jp/article/jjske/advpub/0/advpub_TJSKE-D-19-00036/_article/-char/ja/

7. Ипатов А.А. Обзор сферических мобильных роботов. Цифровая обработка сигналов и ее применение: сб.докл. 21-й междунар. науч.-практ. Конф (elibrary ID: 39174531). 2019.
8. Quan L.Z., Chen C., Li Y.J., Qiao Y.J., Xi D.J., Zhang T.Y., et al. Design and test of stem diameter inspection spherical robot. Int J Agric & Biol Eng, 2019; 12(2): 141–151.
9. Pan J, Shi Z Y, Wang M. Variable-model SMA-driven spherical robot. Sci China Tech Sci, 2019, 62: 1401–1411.
10. Shuxiang G., Yu Liu, Liwei Shi, Ping Guo, Huiming Xing, Xihuan Hou, Zhan Chan, Shuxiang Su, Huikang Liu. Binocular Camera-based a Docking System for an Amphibious Spherical Robot // Proc. IEEE Int. Conf. on Mechatronics and Automation. – China. 2018.
11. Dhiraj P Velhal, Sushil B. Chopade, Gaikwad R. Construction of Spherical spy robot // Int. J. on Theoretical and Applied Research in Mechanical Engineering. 2017. V. 6. pp. 122-125.
12. Moazami S., Naddaf-Sh M., Palanki S, Zargarzadeh H. Design, modeling, and control of norma: a slider & pendulum-driven spherical robot. preprint arXiv:1908.02243, 2019.
13. Moazami S., Palanki S, Zargarzadeh H. Kinematics of Spherical Robots Rolling over 3D Terrains. American Control Conference, 2019.
14. Redmon J., Farhadi A. Yolov3: An incremental improvement. preprint arXiv:1804.02767, 2018.
15. Robert J. Wang, Xiang Li, Charles X. Ling. Pelee: A Real-Time Object Detection System on Mobile Devices preprint arXiv:1804.06882v3, 2019.
16. Vladyko A., Paramonov A., Kirichek R., Koucheryavy A. Using the IEEE 802.11 family of standarts for communication between robotic systems // Advances in Intelligent Systems.2016. V. 133. pp. 153–157.
17. Каляев И. А., Капустян С. Г., Гайдук А. Р. Самоорганизующиеся распределенные системы управления группами интеллектуальных роботов, построенные на основе сетевой модели. УБС, 30.1, с. 605–639, 2010.

MOBILE TECHNICAL VISION SYSTEM BASED ON MOBILE SPHERICAL DEVICES

Ipatov A., Potapov E., Romanov A.

Yaroslavl State University

Computer vision systems and algorithms are designed to process digital images and extract necessary information from it. Today, these systems and algorithms are widely used in scientific, professional and household activities. For example, it can be product quality control system in sphere of manufacturing, video analytics and identification systems in sphere of security, etc. In this research proposed computer vision system consisting of several spherical mobile devices with digital camera and microcomputer inside. Device's design, basic characteristics and current results, as well as steps for further actions to improve the system are described below in the paper. At the core of image processing OpenCV library and modern convolutional neural network is used.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ЛАЗЕРНОЙ ОДОМЕТРИИ НА ОСНОВЕ КОНТУРНОГО АНАЛИЗА

асп. Коковкина В.А., асп. Кренев А.А.

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова

Работа посвящена теме одометрии при решении задачи навигации автономных мобильных систем. Приведено описание алгоритмов лазерной одометрии на основе контурного анализа. Рассмотрено 2 алгоритма, имеющих различный подход к нахождению аффинного преобразования: алгоритм согласования случайных выборок и модифицированный итеративный алгоритм ближайших точек. Данные алгоритмы исследованы как независимо, для сравнения их эффективности, так и с использованием различных алгоритмов поиска ключевых особенностей: метод согласованных фильтров, метод Teh-Chin, метод Wu, метод масштабного

пространства кривизны. Приведены обнаруженные достоинства и недостатки различных сочетаний алгоритмов, а так же их сравнение с традиционными методами одометрии.

Одна из наиболее важных задач, связанных с робототехникой, в современном мире – это навигация автономных мобильных систем, которые широко используются в различных областях современной жизни – в промышленности, в различных военных и спасательных приложениях, в медицине и в повседневной жизни.

Одометрия – это использование показаний различных типов датчиков для оценки перемещения объекта в пространстве. Проблема одометрии обычно решается одним из трех основных методов: использованием энкодеров, использованием инерционных устройств или использованием оптических датчиков (визуальная одометрия), но каждый из них имеет определенные недостатки.

Интерес вызывают методы формирования траектории движения, которые основаны на сравнении данных, полученных с помощью лазерного дальномера, из-за его преимуществ, таких как высокая скорость и точность. Задача в целом аналогична задаче визуальной одометрии и состоит из определения угла поворота, а также величины и направления движения облака точек на основе данных с лидара, описывающих движение обильного объекта.

В данной работе описан разработанный алгоритм лазерной одометрии на основе контурного анализа и проведены исследования его работоспособности, а также подбор параметров оборудования и алгоритмов.

В основе данного алгоритма применяется контурный анализ для обработки данных, полученных лазерным дальномером, и нахождения особенностей, и дополнительные алгоритмы для нахождения величины и направления смещения этих особенностей.

Этапы работы алгоритма:

1) Формирование контура текущего скана;
2) Эквализация контура;
3) Обнаружение ключевых особенностей;
4) Алгоритм установления однозначного соответствия между точками контура;
5) Вычисление матрицы аффинного преобразования.

Для обработки сигнала лазерного дальномера используется контурный анализ. Идея подхода заключается в отказе обработки каждой точки, полученной от лазерного дальномера, и переходе к обработке лишь контура, который представляется в виде комплекснозначного сигнала. Также необходимой является и некоторая обработка такого сигнала для дальнейшей с ним работы.

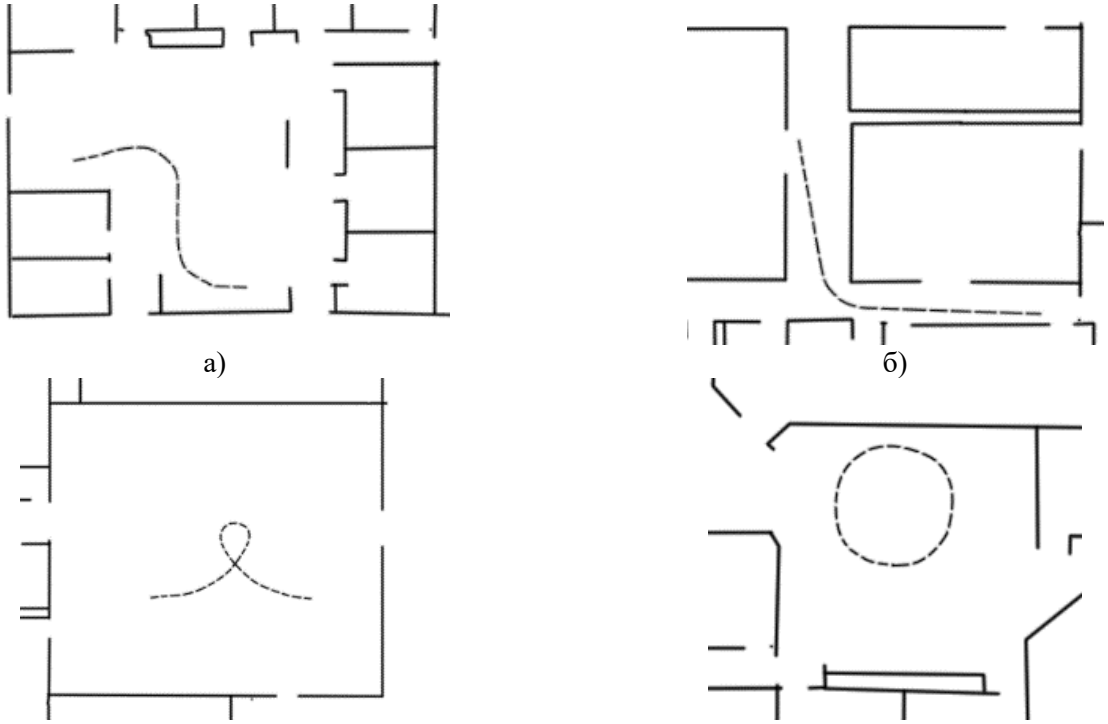
Для обнаружения ключевых особенностей на контуре и формирования множества таких особенностей могут применяться различные алгоритмы. Изначальное исследование алгоритма проводилось с использованием фильтра, согласованного с классом форм – в данном случае использовалась форма «угол». Исследовались и другие алгоритмы обнаружения особенностей: другие виды согласованных фильтров, метод Teh-Chin, метод Wu, метод масштабного пространства кривизны.

На следующем этапе рассчитывается матрица афинных преобразований, для чего было реализовано два алгоритма.

Первое – это алгоритм согласования случайных выборок (RANSAC – RANdom SAmple Consensus), применяющийся для отсеивания выбросов (неверных пар), которые приводят к неверному решению. Принцип работы алгоритма заключается в итеративной выборке минимального подмножества элементов, необходимого для вычисления параметров модели, оценке данных параметров с помощью некоторого критерия и по завершению всех итераций – выборе наилучшего набора параметров и соответствующего им подмножества.

Наряду с использованием алгоритма RANSAC для сравнения был реализован алгоритм CSM (Canonical Scan Matcher), являющийся модификацией итеративного алгоритма ближайших точек (ICP – Iterative Closest Point). Суть алгоритма заключается в сведении к минимуму разницы между двумя облаками точек путем многократного применения афинного преобразования, необходимого для сведения к минимуму расстояния между точками из двух необработанных сканов.

Данные алгоритмы исследовались в полунатурном моделирующем комплексе ROS (Robot Operating System). Экспериментальные исследования проводились в виртуальной среде Gazebo. На карте Willow Garage проводились заезды робота по четырем различным траекториям: S-образная, L-образная, Y-образная и O-образная (рисунок 1) с различной частотой вращения лидара. В каждом заезде измерялась ошибка измерения координат робота относительно длины траектории (таблицы с № 1 по № 3).



а) б) в) г)

Рисунок 1. Виды траекторий: а) S – образная траектория б) L-образная траектория в) Y-образная траектория г) O-образная траектория.

Таблица 1.

Результат заездов робота по различным траекториям с использованием RANSAC

№ заезда	Частота вращения лидара											
	5 Гц.				2 Гц				1 Гц			
	S	L	Y	O	S	L	Y	O	S	L	Y	O
1	6.9%	13.8%	5.2%	5.3%	2.5%	10.5%	1%	1.1%	4.4%	5.3%	2.7%	1.5%
2	9.8%	9.3%	6.7%	5.8%	1.4%	9.5%	0.6%	1.1%	4.4%	12%	3.9%	2.7%
3	5.9%	14%	2.9%	3.5%	3.3%	14.7%	2.8%	1.3%	5.6%	4.4%	2.9%	2.8%
4	7.2%	13.1%	5.3%	5.9%	2.3%	16%	2%	2.2%	5%	10.6%	1.5%	2.2%
5	4.6%	13.8%	4.9%	7.7%	2.8%	10.7%	4.2%	2.9%	3.2%	11.8%	3.2%	2.8%
6	5.7%	19.6%	2.7%	7.5%	3.1%	18.8%	1.3%	3.3%	2.5%	1.6%	3.5%	2.4%
7	5.6%	13.7%	5.1%	3.7%	2.7%	10%	2.3%	5.7%	4.2%	7.9%	1.9%	1.8%
8	8.9%	12%	3.8%	2.3%	3.2%	15.4%	2%	2.8%	2.9%	5.7%	4%	2.8%
9	8.4%	17.5%	5.4%	6.3%	1.9%	12.3%	2.7%	1.7%	3.1%	12.9%	1.5%	2.2%
10	4.9%	14.4%	2%	5.8%	2%	13.1%	2.3%	2.8%	5%	6.2%	2.7%	2.4%
Среднее	6.8%	14.1%	4.4%	5.4%	**2.5%**	13.1%	**2.1%**	2.6%	4%	**7.8%**	2.8%	**2.4%**

Таблица 2.

Результат заездов робота по различным траекториям с использованием CSM

Частота вращения лидара	5 Гц				2 Гц			
№ (заезда)	S	L	Y	O	S	L	Y	O
1	1.4%	18.8%	32%	0.4%	1.3%	44.5%	36.4%	30%
2	1.6%	9.8%	26.7%	0.4%	5.4%	39.7%	22.6%	28.5%
3	1.4%	21.1%	27.3%	0.3%	1.2%	45.6%	32.4%	27.1%
4	1.4%	16.6%	19.3%	0.4%	1%	32.1%	1.7%	30.1%
5	1.4%	32%	30.7%	0.4%	2.3%	52%	2.1%	29.4%
6	1.6%	19.2%	25.4%	0.4%	1.4%	37.8%	24.4%	29.3%
7	1.3%	17%	9.4%	0.3%	1.2%	33.8%	39.4%	23.8%
8	1.5%	16.4%	21%	0.3%	1.2%	24.5%	0.8%	27.5%
9	1.5%	23.4%	11.6%	0.3%	1.3%	26.9%	37.6%	28.9%
10	1.2%	9.9%	38.9%	0.3%	1.3%	47.9%	27.2%	31.3%
Среднее	**1.4%**	**18.4%**	24.2%	**3.5%**	1.8%	43%	**22.5%**	28.6%

Таблица 3.

Результат заездов робота по различным траекториям для других методов одометрии

Форма траектории	Визуальная одометрия	Колесная одометрия
S	12%	2.9%
U	3.7%	2.9%
L	5.6%	7.3%
O	8.7%	1.4%

Недостатком алгоритма является требование наличия объектов, которые имеют углы, то есть для дальнейшего увеличения точности позиционирования необходимо двигаться в направлении улучшения алгоритма нахождения ключевых особенностей.

Для исследования детекторов ориентиров была разработана тестовая сцена – 3d модель обычной комнаты с мебелью. В смоделированной комнате проводился один заезд, и записывались показания лазерной сканирующей системы. Затем по записанным данным 4 раза запускался алгоритм SLAM, в составе которого работает данный алгоритм одометрии, с различными детекторами ориентиров. Приведено сравнение различных алгоритмов поиска ориентиров (таблица 4).

Таблица 4.

Результат заездов робота с различными детекторами ориентиров

	Метод согласованной фильтрации («угол»)	Метод согласованной фильтрации («прямая»)	Метод согласованной фильтрации («угол и прямая»)	Алгоритм Wu	Алгоритм Teh-Chin	Метод масштабного пространства кривизны
СКО координаты x	0.281	0.425	0.235	0.171	0.522	0.235
СКО координаты y	0.096	0.245	0.168	0.112	0.272	0.317
СКО координаты θ	0.032	0.01	0.016	0.024	0.052	0.05

Итак, показанный алгоритм лазерной одометрии на основе RANSAC результат для частот 1-2 Гц сравним по точности с колесной одометрией, при это он лишен ее недостатков. При этом также данный превосходит по точности визуальную одометрию, ошибка которой составляет около 12%, а иногда может достигать и 20%. При частоте вращения лидара равной 5 Гц алгоритм работает хуже, так как с повышением частоты вращения лидара увеличивается количество сканов, которые приходится обрабатывать.

Алгоритм лазерной одометрии на основе CSM в свою очередь лучше работает при 5 Гц, чем при более низких показателях частоты, что связано с высокой скоростью работы алгоритма. Однако его точность в целом хуже, чем алгоритм RANSAC, но на уровне, сопоставимом с визуальной одометрией.

Литература:

1. Девятериков Е. А. Мультисенсорная система автономной навигации для автоматического возвращения мобильного робота с использованием данных визуального одометра, Москва, 2016
2. Абрамов И. В., Абрамов А. И., Мазитов Т. М., Пальмов А. М. Применение пчелиного алгоритма для обработки данных лазерной сканирующей системы при навигации мобильных роботов // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2016. Т. 19. № 2. С. 101-104.4)
3. Фурман Я.А., Кревецкий А.В., Передреев А.К., Роженцов А.А,, Хафизов Р.Г., Егошина И.Л., Леухин А.Н. Введение в контурный анализ.
4. Машенцев В. Ю. Навигация с применением RANSAC фильтрация точечных особенностей.
5. Sonia Fernadez-Rodriguez. Recognition of 2d-objects using Ransac.
6. Mariano Jaimez, Javier G. Monroy and Javier Gonzalez-Jimenez. Planar odometry from a Radial Laser Scanner. A range flow-based approach
7. Daniele Fontanelli, Luigi Ricciato, Stefano Soatto. A fast Ransac-based registration algorithm for accurate localization in unknown environments using lidar measurements.
8. Thrun S., Burgard W., Fox D. Probabilistic robotics, 2005

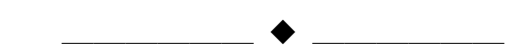
9. Garrido A., Perez De La Blanca N., Garcia-Silvente M. Boundary simplification using a multiscale dominant-point detection algorithm // 1997.
10. Witkin A.P. Scale-space filtering // Proc. 8th Int, Joint Conf. Artif. Intell., Karlsruhe, Germany, 1983. pp. 1019-1022.
11. Rattarengsi A. and Chin R.T. Scale-Based Detection of corners of planar curves // IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell. 1992.
12. Wu W.Y. An adaptive method for detecting dominant points // Pattern Recognition 36, 2003. pp. 2231-2237.
13. Teh C.H., Chin R.T. On the detection of dominant points on digital curves // IEEE Trans. Anal. Mach. Intell, 1989. pp. 859-872.

INVESTIGATION OF LASER ODOMETRY ALGORITHMS BASED ON CONTOUR ANALYSIS

Kokovkina V.A., Krenev A.A.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The work is devoted to the odometry in the problem of navigation of autonomous mobile systems. The description of laser odometry algorithms based on contour analysis is given. 2 algorithms that have a different approach to finding an affine transformation are considered: a random sample consensus algorithm (RANSAC) and a modified iterative closest point algorithm (modified ICP – CSM, canonical scan matcher). These algorithms were studied independently to compare their effectiveness, as well as using various algorithms for searching for key features: the matched filtering, the Teh-Chin method, the Wu method, and the method of the curvature scale space. The advantages and disadvantages of various combinations of algorithms are shown, as well as their comparison with traditional odometry methods.



АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ МЕДИЦИНСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ИХ ДИАГНОСТИЧЕСКОЙ ЦЕННОСТИ

проф., д.т.н. Обухова Н.А., доц., к.т.н. Мотыко А.А., асп. Поздеев А.А.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
им. В.И. Ульянова (Ленина)

Технология виртуальной хромоэндоскопии позволяет обеспечить повышение диагностической ценности медицинских изображений за счет применения методов цифровой обработки. В статье предложены различные варианты алгоритмов цифровой обработки для реализации виртуальной хромоэндоскопии, основанные на последовательном применении тоновой коррекции, а затем методов нелинейной коррекции яркости и контраста. В качестве экспериментальной базы для оценки эффективности предложенных алгоритмов использовалась открытая база эндоскопических изображений Kvasir. Визуальный эффект, обеспечиваемый предложенным алгоритмом, соответствует или, в значительном ряде случаев, превышает визуальный эффект закрытых технологий виртуальной эндоскопии i-scan и FICE.

Неотъемлемой частью диагностики заболеваний ЖКТ является гастроскопия. В ходе нее на основе получаемых видеоданных врач выявляет патологию, принимает решение о взятии биопсии и определяет схему ведения пациента. Эффективность гастроскопии в значительной мере определяется качеством предъявляемого врачу изображения.

Современным направлением развития эндоскопического оборудования является обеспечение возможности выявления незначительных изменений слизистой и сосудистой структуры, характерных для ранних стадий развития заболеваний, в том числе онкологических.

В рамках этого направления разработаны новые технологии визуализации видеоданных, направленные на повышение диагностической ценности формируемых изображений и позволяющие значительно улучшить показатели эндоскопической диагностики и лечения.

К ведущей технологии визуализации эндоскопических изображений относится электронная хромоэндоскопия. Электронная хромоэндоскопия реализует повышение диагностической ценности медицинских изображений путем подчеркивания цветом особенностей анализируемых тканей, слизистой

оболочки и сосудистых структур на основе оптических и цифровых технологий. Электронную хромоэндоскопию реализуют аппаратно путем формирования изображений в узкоспектральных диапазонах. Наиболее известными являются технологии крупнейших фирм производителей эндоскопического оборудования Olimpus и FujiFilm.

Доказано, что использование изображений, полученных в узкоспектральных диапазонах, позволяет значительно повысить эффективность диагностики. Одновременно с этим, применение оптических фильтров, необходимых для реализации указанных технологий, увеличивает сложность аппаратного обеспечения и энергопотребление эндоскопической системы. Альтернативным направлением является постобработка изображений, полученных в белом свете, с целью моделирования цифровыми методами визуальных эффектов, получаемых оптическими фильтрами – виртуальная хромоэндоскопия.

Наиболее известные технологии виртуальной хромоэндоскопии реализованы компаниями FujiFilm, Pentax и STOLZ, это технологии FICE, ISCAN и SPICE соответственно.

В последние годы исследователями предложен ряд новых технологий виртуальной хромоэндоскопии. Например, в работе [1] предложен алгоритм улучшения качества эндоскопических изображений, основанный на методах группы Ретинекс. В работе [2] рассматривается метод виртуальной хромоэндоскопии основанный на введении словаря искусственных цветов, используемых в последующем преобразовании эндоскопических изображений.

Сопоставимость диагностической ценности изображений, полученных в узкоспектральных диапазонах оптическим путем (электронная хромоэндоскопия), и изображений, полученных технологиями виртуальной хромоэндоскопии, одновременно с отсутствием необходимости аппаратной реализации последней, а также высокая востребованность виртуальной хромоэндоскопии в капсульной эндоскопии стимулирует дальнейшее развитие этой технологии.

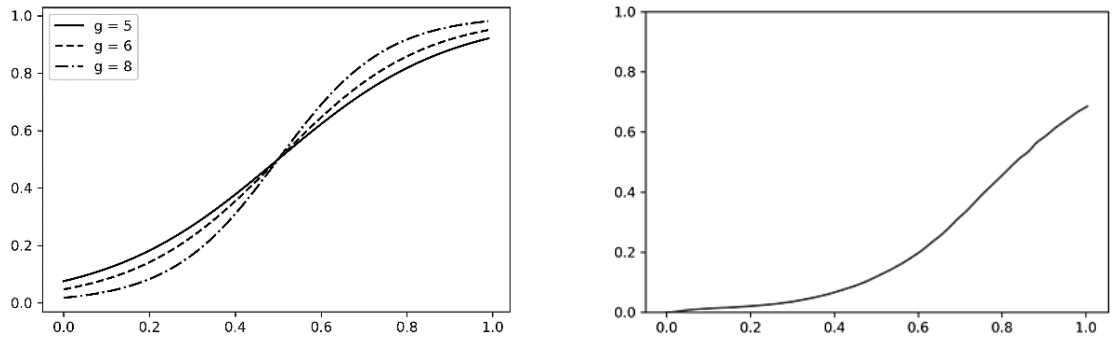
Цель технологии виртуальной хромоэндоскопии – из входного изображения, полученного в белом цвете обеспечить синтез нового изображения, обладающего повышенной диагностической ценностью. Предполагаемый подход к синтезу такого изображения включает последовательное применение тоновой коррекции и локальных нелинейных методов коррекции яркости и контраста отдельно для R,G,B каналов изображения.

Под тоновой коррекцией в данном случае понимают изменение цветового тона для улучшения визуального восприятия патологических изменений в тканях, учитывающее цветовые особенности фона и объектов интереса, представленных на эндоскопических изображениях. Применение тональных кривых различного вида отдельно в каждом канале обеспечивает требуемый визуальный эффект. В соответствии с [3], подавление красного канала (рисунок 1(а)) во всем динамическом диапазоне полученного в белом свете изображения повышает контраст G/B-каналов, что в свою очередь позволяет сделать структурные изменения в ткани более четкими. Еще более выраженного эффекта можно добиться дополнительным повышением контраста в G и B каналах за счет использования тональных кривых сигмоидного типа:

$$f(x) = \frac{1}{(1+e^{g(k-x)})}, \quad (1)$$

где g – коэффициент усиления, k – коэффициент отсечки, x – значение яркости в канале в диапазоне [0..1].

Коэффициент отсечки определяет значение сдвига кривой вдоль оси входных значений яркости, а коэффициент усиления обуславливает её крутизну (рисунок 1 (б)). Регулировка этих параметров позволяет настраивать яркость и глубину коррекции для подчеркивания некоторых особенностей сосудов на изображении.



а) б)

Рисунок 1 – Тональные кривые:
(а) кривая для подавления R-канала; (б) Сигмоидная кривая (k = 0.5) для повышения контраста.

Исходное изображение, полученное с помощью датчика в белом свете в сложных условиях наблюдения, может иметь неравномерно распределенную по площади изображения яркость, что снижает диагностическую ценность такого изображения и требует коррекции. Дополнительно, использование тоновой коррекции снижает локальный контраст в области низких уровней яркости при подавлении R-канала, а также в области низких и высоких уровней яркости при использовании сигмоидной кривой в G и B каналах. Для компенсации исходных и внесенных на этапе тоновой коррекции яркостных искажений в предложенном методе использованы локальные методы коррекции яркости и контраста, как второй этап обработки. Локальные нелинейные методы позволяют учитывать особенности отдельных фрагментов изображения для выравнивания яркости и подчеркивания мелких деталей, что повышает эффективность их применения в сравнении с глобальными методами.

В рамках исследования для второго этапа обработки были использованы следующие методы локальной нелинейной коррекции: CLAHE [4] и модификация LTSNE [5], в которой реализовано адаптивное изменением параметра, определяющего глубину контрастирования фрагмента изображения, в зависимости от нормированной дисперсии яркости этого фрагмента - LSTNEm[6].

Комбинация тоновых кривых различного вида и методов нелинейного контрастирования CLAHE и LTSNEm, применяемых на втором этапе ко всем трем каналам или только к яркостному каналу изображения, позволила предложить группу алгоритмов виртуальной хромоэндоскопии.

Основной визуальный результат, обеспечиваемый виртуальной хромоэндоскопией – это повышение цветового контраста между фоном и объектами интереса (сосудами, структурными изменениями и др). Важно, что одновременно с повышением контраста не должно происходить значительное увеличение уровня шумов.

Для определениия эффективности предложенных алгоритмов виртуальной хромоэндоскопии рассчитаны метрики, показывающие изменение контраста, и проведена оценка уровня шума.

Для измерения контраста использованы:

- Отношение СКО яркости исходного и обработанного изображения, усредненного по блокам изображения:

$$\Delta C = \frac{1}{N}\sum_k \frac{\sigma_k}{\sigma_k'}, \quad (1)$$

  где σ_k и σ_k' - СКО исходного и обработанного блока изображения, N – число блоков.
- Метрика Focus Value (FV) [7], представляющая отношение трансформант дискретно-косинусного преобразования, соответствующих энергии постоянной составляющей и энергии остальных составляющих изображения.
- Метрика MSSIM [8] – версия индекса структурного сходства (SSIM [9]) с поблочным усреднением.

Для оценки изменения уровня шума испльзована метрика ΔSNR, найденная согласно уравнению (1). В расчете участвовали только низкодетальные блоки, изменение СКО которых обусловлено изменением уровня шума.

Экспериментальная проверка проводилась на эндоскопических изображениях открытой базы данных Kvasir [10]. Тестовая выборка включала в себя около 15 изображений каждого из восьми классов, представляющих различные случаи патологии. Общий объем тестовой базы составлял 200 изображений. Наличие разных классов, отличающихся цветом тканей, объектами интереса, типами датчиков, с помощью которых были получены изображения, позволило оценить эффективность применения предложенных алгоритмов в различных условиях.

Результаты сведены в таблицу 1. Одновременно с рассчитанными значениями перечисленных выше метрик в таблице приведены сформированные по ним рейтинговые оценки (I – хороший результат, IV – плохой результат). В последнем столбце таблицы дана суммарная рейтинговая оценка каждого алгоритма (чем меньше значение оценки, тем лучше результат обработки алгоритмом). В соответствии с суммарной рейтенговой оценкой к наболее эффективным отнесены следующие три алгоритма. Алгоритм 1 включает подавление R канала, применение сигмоидной функции в G и B канале и использование LTSNEm в L-канале. Алгоритм 2 включает подавление R канала и использование LTSNEm в L-канале. Алгоритм 3 реализует LTSNEm в RGB-каналах.

Таблица 1.

Оценка эффективности различных вариантов реализации виртуальной хромоэндоскопии

Вариант обработки	**PSNR**	**MSSIM**	ΔC	**FV после коррекции**	**Оценка алгоритма**
Подавление красного + CLAHE (к трем RGB-каналам)	2.963 (III)	0.589 (III)	1.112 (III)	0.045 (IV)	13
Подавление красного + CLAHE (только к L-каналу)	2.823 (III)	0.563 (III)	1.247 (II)	0.050 (III)	11
Подавление красного + LTSNE (к трем RGB-каналам)	2.056 (II)	0.680 (II)	1.155 (III)	0.064 (II)	9
Подавление красного + LTSNE (только к L-каналу)	1.923 (II)	0.671 (II)	1.260 (II)	0.070 (II)	8
Подавление красного + сигмоид синего и зеленого каналов + CLAHE (к трем RGB-каналам)	2.952 (III)	0.634 (II)	1.078 (IV)	0.047 (IV)	13
Подавление красного + сигмоид синего и зеленого каналов + CLAHE (только к L-каналу)	3.101 (III)	0.544 (IV)	1.354 (II)	0.056 (III)	12
Подавление красного + сигмоид синего и зеленого каналов + LTSNE (к трем RGB-каналам)	2.177 (II)	0.588 (III)	1.286 (II)	0.061 (II)	9
Подавление красного + сигмоид синего и зеленого каналов + LTSNE (только к L-каналу)	2.079 (II)	0.584 (III)	1.481 (I)	0.081 (I)	7
CLAHE (к трем RGB-каналам)	2.972 (III)	0.576 (III)	1.224 (II)	0.045 (IV)	12
LTSNE (к трем RGB-каналам)	1.914 (II)	0.700 (I)	1.148 (III)	0.062 (II)	8

Дополнительно проведенная экспертная оценка показывает, что визуальный эффект, обеспечиваемый предложенным алгоритмом, соответствует или, в значительном ряде случаев, превышает визуальный эффект закрытых технологий виртуальной эндоскопии i-scan и FICE.

Литература

1. H. Okuhata, H. Nakamura, S. Hara, H. Tsutsui, T. Onoye, “Application of the real-time Retinex image enhancement for endoscopic images”. In Proc. Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), 35th Annual International Conference of the IEEE 3407–3410 (2013).
2. T. H. Khan, S. K. Mohammed, M. S. Imtiaz, K. A. Wahid, "Color reproduction and processing algorithm based on real-time mapping for endoscopic images", Springerplus, vol. 5, no. 1, pp. 17, 2016.
3. Nishimura, J., Nishikawa, J., Nakamura, M., Goto, A., Hamabe, K., Hashimoto, S., and Sakaida, I., “Efficacy of i-Scan imaging for the detection and diagnosis of early gastric carcinomas”. Gastroenterol. Res. Pract., 2014.
4. S. M. Pizer, E. P. Amburn, J. D. Austin, et al.: Adaptive Histogram Equalization and Its Variations. Computer Vision, Graphics, and Image Processing 39, 1987, pp. 355-368.
5. Arigela, S., & Asari, V.K. (2008). A locally tuned nonlinear technique for color image enhancement. WSEAS Translations of Signal Processing, 4(8), 514-519.
6. Obukhova N.A., Motyko A.A. , Pozdeev A.A. (2019). Algorithms for Real-Time Endoscopy Image Processing Pipeline in Clinical Decision Support Systems. International Journal of Embedded and Real-Time Communication Systems (IJERTCS), 10(4), pp. 39-59.
7. Shen, C. H., Chen, H.H., Robust focus measure for low-contrast images, Consumer Electronics, 2006. ICCE'06. 2006 Digest of Technical Papers. International Conference on, IEEE, pp. 69–70, 2006.

8. Wang, Z.; Simoncelli, E.P.; Bovik, A.C. Multiscale structural similarity for image quality assessment. Conference Record of the Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2004. 2. pp. 1398–1402 Vol.2, 2003.
9. Wang, Z.; Bovik, A.; Sheikh, H..; Simoncelli, E. "Image quality assessment: from error visibility to structural similarity". IEEE Transactions on Image Processing. 13 (4): 600–612, 2004.
10. K. Pogorelov, K. R. Randel, C. Griwodz, S. L. Eskeland, T. de Lange, D. Johansen, C. Spampinato, D. Dang-Nguyen, M. Lux, P. T. Schmidt, M. Riegler, P. Halvorsen. “Kvasir: A Multi-Class Image Dataset for Computer Aided Gastrointestinal Disease Detection”, In MMSys'17 Proceedings of the 8th ACM on Multimedia Systems Conference (MMSYS), pp. 164-169 Taipei, Taiwan, June 20-23, 2017.

DIGITAL PROCESSING ALGORITHMS FOR MEDICAL IMAGES TO INCREASE THEIR DIAGNOSTIC VALUE.

professor, D.Sc. Obukhova N.A, assistant professor, Ph.D. Motyko A.A.,
postgrad. stud. Pozdeev A.A.

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Virtual chromoendoscopy technology allows to increase the diagnostic efficiency by using digital processing methods. The article proposes various algorithms for the virtual chromoendoscopy implementation based on a tone correction as the first step, and with non-linear methods for correcting brightness and contrast as the second step. An open base of Kvasir endoscopic images was used as an experimental base for evaluating the effectiveness of the proposed algorithms. The visual effect provided by the proposed algorithm corresponds to or, in a significant number of cases, exceeds the visual effect of closed virtual endoscopy technologies, such as i-scan and FICE.

_____ ◆ _____

ИДЕНТИФИКАЦИЯ И СОПРОВОЖДЕНИЕ БПЛА НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ВИДЕОДАННЫХ

проф. Обухова Н.А., доц. Мотыко А.А., асс. Поздеев А.А.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
им. В.И. Ульянова (Ленина)

Предложенный метод реализует автоматический захват, сопровождение и идентификацию беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в кадрах видеопоследовательности в следующих условиях. Сюжет имеет движущийся фон, который в общем случае может быть, как высокодетальным (сложный фон), так и гладким; размеры объектов интереса от 8x8 до 100x100 элементов разложения (пикселей); скорость движения от нуля до 10 элементов за кадр; в пределах кадра движется несколько объектов, включая объект интереса; объекты могут быть как искусственного, так и естественного происхождения. Предложенный метод на этапе сегментации и сопровождения позволяет реализовать сегментацию с систематической ошибкой менее 13%. Случайная ошибка сегментации составляет менее 15% для объектов интересов размером до 5 блоков, а для объектов большего размера 3-5%. На этапе идентификации оценка метрики сбалансированной точности составила 0.83.

Предложенный метод реализует автоматическую сегментацию, сопровождение и идентификацию беспилотных летательных аппаратов в кадрах видеопоследовательности, получаемых от камер следящей системы. Исходными данными для метода является видеопоследовательность (кадры видеоряда), потенциально содержащая изображения объектов интереса (БПЛА), находящиеся как на сложном (высокодетальном), так и на гладком фоне. В общем случае предполагается, что в сцене присутствует глобальное движение. Выходными данными метода является информация о наличии и координатах в кадре потенциального объекта интереса, а также результат его идентификации.

Метод состоит из двух основных этапов. На первом выполняется сегментация и сопровождение движущихся объектов на сложном фоне. На втором - идентификация БПЛА во множестве сегментированных объектов.

Для сегментации объектов интереса и их дальнейшего сопровождения предложен подход, основанный на использовании совокупности признаков:

- на основе признака детальности выполняют предварительный анализ изображения;
- на основе признаков движения и пространственной связности – сегментацию объектов интереса;
- на основе признаков движения, связности и формы – сопровождение;
- для каждого объекта интереса формируют модель его движения и формы;
- адаптируют веса учета признаков согласно результатам анализа окружающей обстановки и свойств объектов интереса.

Предварительный анализ изображения.

Целью предварительного анализа изображения является выделение областей, в которых с высокой вероятностью содержатся объекты интереса. Признаком для ее реализации является детальность - уровень высокочастотной энергии во фрагменте (блоке) изображения.

Процедура предварительного анализа состоит из следующих шагов.

Первый шаг: обработка изображения оператором многомасштабного морфологического градиента с целью подчеркивания высокочастотной составляющей [1].

Второй шаг: разбиение изображения на фрагменты, заданного размера и определение модифицированной оценки уровня детальности на основе меры Розенфельда-Троя [2].

Третий шаг: пороговая обработка. Совокупность оценок детальности, полученных для всех блоков кадра, является выборкой случайной величины, описываемой распределением Релея. На основе свойств распределения Релея и критерия Неймана – Пирсона сформировано пороговое ограничение:

$$\lambda = \sqrt{\left(-2\hat{\sigma}^2 \ln\left(p_0\right)\right)},$$

где $\hat{\sigma}$ – оценка СКО σ, p_0 –допустимое значение вероятности ошибки первого рода.

В результате пороговой обработки выделяют множество блоков с высоким уровнем детальности для дальнейшего анализа.

Сегментация объектов интереса.

Для каждого блока множества, выделенного на шаге предварительного анализа, определяют трехкомпонентный вектор движения

$$\mathbf{v} = \left(v_{xk}, v_{yk}, p_k\right)^{\mathrm{T}},$$

где v_{xk}, v_{yk} – составляющие k-го вектора движения по направлениям x и y, p_k - оценка его достоверности [3].

Вектор признаков

$$\mathbf{q} = \left(x_k, y_k, v_{kx}, v_{ky}, p_k\right),$$

сопоставленный каждому блоку множества G_d, позволяет выделить объекты интереса: принять решение к какому объекту принадлежит k-ый блок с вектором признаков **q**.

В общем случае число объектов интереса заранее неизвестно, поэтому сегментация решена как задача нечеткой кластеризация при неизвестном заранее числе кластеров. Для определения центров потенциальных кластеров используется алгоритм горной кластеризации. Число объектов кластеризации равно числу блоков, выделенных на этапе предварительного анализа.

После определения центров кластеров формируют матрицу нечеткого разбиения **F**. Значение элементов матрицы μ_{ki} определяются степенью принадлежности блока кластеру (объекту), которое задается расстоянием между вектором признаков блока и вектором признаков центра кластера. При сегментации объектов необходимо учитывать признаки пространственной и временной корреляции: блоки должны образовывать связную группу и иметь схожие вектора движения. Первым признаком r_{kc1} принадлежности блока k к кластеру O_c является минимальное расстояние

$$d_{\min} = \min(d_{kl}), \quad l = 1...m, \; k = 1...m; \quad l \neq k$$

до одного из ранее включенных в кластер блоков (на первом шаге – к центру кластера). Вторым признаком r_{kc2} является взвешенная норма разностного вектора

$$p_k \left\| \mathbf{v}_k - \mathbf{v}_c \right\|_{l_2},$$

где $\mathbf{v}_c$ – наиболее вероятный вектор движения для данного кластера, а p_k - оценка достоверности вектора движения $\mathbf{v}_k$.

Для k -го блока формируют обобщенный признак в виде нормы вектора $\mathbf{r}_{kc}$, составленного из взвешенных значений частных признаков

$$d_{kc} = \left\| \mathbf{r}_{kc} \right\| = \mathbf{r}_{kc}{}^T \mathbf{W} \mathbf{r}_{kc},$$

где $\mathbf{W}$ – матрица переменных весовых коэффициентов, которая учитывает динамику свойств объектов интереса и окружающей обстановки.

Для определения степени принадлежности блока кластеру используют экспоненциальную функцию на основании обобщенного признака d:

$$\mu_{kc} = \exp(-d_{kc}^2 / \beta^2),$$

где β - масштабный коэффициент.

Сопровождение объектов интереса.

Для всех сегментированных объектов рассчитываются параметры модели формы в виде эллипсоидов рассеивания Гаусса и параметры модели движения. Это позволяет для каждого объекта сформировать вектор признаков

$$\mathbf{f}_g = \left(\mathbf{m}, \mathbf{L}, \varphi, elong, \mathbf{v}, \mathbf{a} \right),$$

где $\mathbf{m} = (m_x, m_y)$ – центр эллипса; $\mathbf{L} = \left(l_1, l_2 \right)$ – длины большой и малой полуосей; φ – угол поворота эллипса; *elong* - коэффициент элонгации эллипса (отношение длин его полуосей); $\mathbf{v} = \left(v_x, v_y \right)$- скорость движения объекта интереса и $\mathbf{a} = \left(a_x, a_y \right)$ - ускорение, и положить в основу процедуры сопровождения выявление соответствия между вектором признаков блока $\mathbf{q}_k$ и вектором признаков объекта $\mathbf{f}_g$.

Представим каждый объект O_g как нечеткое множество блоков. Сформируем функцию принадлежности для объекта O_g, сегментированного в кадре t. Блоки, принадлежащие объекту, должны соответствовать его модели формы. Пусть G – универсальное множество, включающее в себя все блоки, выявленные на этапе предварительной классификации в кадре $t+1$. Любой блок этого множества может соответствовать объекту O_g. Степень этого соответствия определяется положением: блок соответствует объекту с тем большей степенью, чем меньше он искажает форму объекта. Нечеткое множество G_{fog} (блоков, соответствующих объекту O_g по признаку формы) определяется функцией принадлежности:

$$\eta_{Gfog}(b) = \frac{1}{2\pi\sigma_{xg}\sigma_{yg}} \exp\left\{ -\frac{1}{2(1-\rho)} \left[\frac{(x_k - \mu_{xg})^2}{\sigma_{xg}^2} - 2\rho \frac{(x_k - \mu_{xg})(y_k - \mu_{yg})}{\sigma_{xg}\sigma_{yg}} + \frac{(y_k - \mu_{yg})^2}{\sigma_{yg}^2} \right] \right\},$$

где b – блок с координатами $\left(x_k, y_k \right)$.

С другой стороны, блоки, принадлежащие объекту должны соответствовать его модели движения. Это позволяет сформировать на универсальном множестве G нечеткое множество по признаку движения G_{vog}. Блок соответствует объекту тем больше, чем больше его вектор движения соответствует модели движения объекта. Соответственно, функция принадлежности к этому нечеткому множеству имеет вид:

$$\eta_{Gvog}(b) = \exp\left(-\left\lfloor w_g \left\| \mathbf{v}_k - \mathbf{v}_{og} \right\|_{L2} \right\rfloor \right),$$

где $\mathbf{v}_{og}$ – вектор движения объекта, найденный согласно модели движения объекта O_g, w_g – весовой коэффициент, учитывающий выраженность признака движения и особенности окружающей обстановки.

Блоки, принадлежащие объекту O_g, должны соответствовать ему и по признаку формы, и по признаку движения. Таким образом, нечеткому множеству «объект O_g» определена следующая функция принадлежности:

$$\eta_{Og}(b_k \in O_g) = \eta_{vog} \eta_{fog}$$

Процедура сопровождения реализуется следующим образом. В кадре $t+1$ формируется совокупность блоков с высоким уровнем детальности и найденным трехкомпонентным вектором движения. Далее определяется степень принадлежности каждого блока совокупности нечетких множеств (объектов).

Переход от нечетких множеств к их сечениям по уровню α позволяет однозначно определить объекты.

Идентификация объектов интереса.

Для каждого выделенного и сопровождаемого объекта определяют принадлежность к одному из двух

классов: «БПЛА» или «Птицы».

Разработанная процедура основана на гибридном подходе, комбинирующем классические методы машинного обучения и технологию глубоко обучения. Поскольку начальный объем обучающей выборки небольшой (около 500 образцов для класса «БПЛА» и 900 для класса «Птицы») и недостаточен для полноценного обучения глубокой нейронной сети, базовая составляющая алгоритма классификации основана на вычислении и использовании в качестве признаков обобщенных Фурье-дескрипторов [4]. Вместе с тем, построенный классификатор имеет дополнительную часть: свёрточную нейронную сеть.

Недостаточно обученная сверточная сеть не влияет на процесс идентификации, при обучении классификатора ее вклад будет отфильтрован как шумовой. По мере накопления данных и продолжения обучения, точность сверточной нейронной сети повышается, ее вклад учитывается при идентификации и положительно влияет на точность классификатора в целом. Общая схема алгоритма идентификации приведена на рисунке 1.

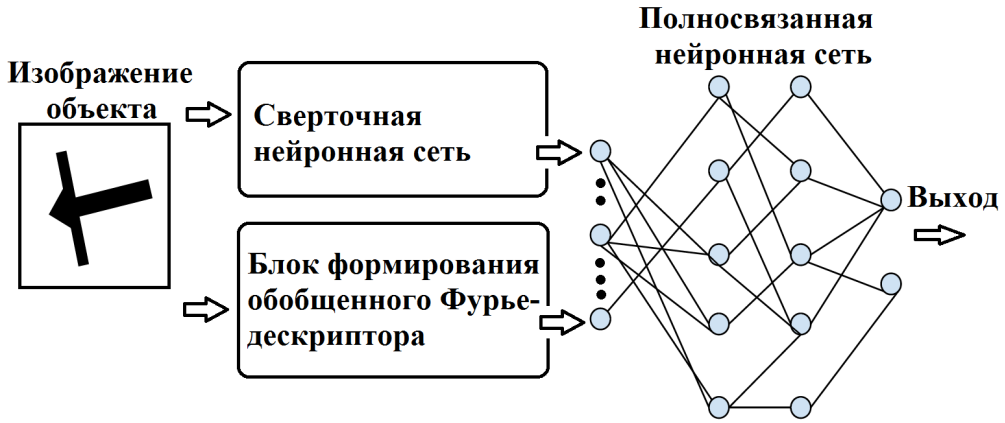


Рисунок 1 – Схема процедуры идентификации объектов интереса.

Блок, формирующий выходное значение классификатора, построен на базе двухслойной полносвязанной нейронной сети. Вектор входных значений для этого блока является результатом конкатенации вектора обобщенного Фурье-дескриптора и выхода сверточной нейронной сети (соответственно, лишенной собственного выходного слоя, производящего классификацию).

Для формирования обобщенного Фурье-дескриптора сегментированное растровое изображение объекта интереса переводится в представление в полярных координатах с выбранным угловым и радиальным разрешением (θ, r). Нормированное двумерное преобразование Фурье ($\mathbf{G}(R,T)$) от данного препарата позволяет получить двумерную матрицу, являющуюся дескриптором объекта:

$$\mathbf{G}(R,T) = \sum_{r}\sum_{\theta}(f(r,\theta))e^{(-j2\pi\theta/R)+2\pi\theta/T}.$$

Для работы алгоритма идентификации проводят векторизацию матрицы. Полученный дескриптор является по определению инвариантным к масштабу, повороту и сдвигу.

В реализованном алгоритме использованы дескрипторы с размером матрицы (9x16). Таким образом, вектор признаков для каждого объекта состоит из 144 значений.

В результате аналитического обзора существующих решений выбор архитектуры сверточной сети для алгоритма идентификации был сделан в пользу Yolo v2 [5].

На начальном этапе объем обучающей выборки недостаточен для тренировки сети данной архитектуры. Поэтому для стадии исследования и начального этапа функционирования алгоритма принято решение использовать менее глубокую сеть, которую вместе с ростом объема реальных данных планируется заменить на Yolo v2.

Используемая нейронная сеть содержит три сверточных слоя, состоящих из 15, 20 и 25 фильтров соответственно с размером апертуры 5x5 элементов. На выходе сети расположен полносвязанный слой, содержащий 256 нейронов.

Для экспериментального исследования характеристик процедур сегментации и сопровождения объектов интереса было проведено следующее исследование. Был подготовлен и использован набор видеофрагментов (в количестве 10 штук, длительностью 10-20 секунд каждый), полученный с помощью видеокамеры следящей системы. Фрагменты содержали типовые сценарии и ситуации, характерные для целевого видеонаблюдения.

Основной по значимости характеристикой метода является величина ошибки сегментации при

первичном выделении объекта интереса и в процессе его сопровождения. Под ошибками сегментации будем понимать неполное (в предельном случае потеря объекта интереса) или избыточное выделение объекта интереса.

Определим ошибку сегментации как степень соответствия площади сегментированного изображения реальной площади объекта в кадре:

$$E_s = \left| S_э - S_p \right| / S_э$$

где $S_э$ – площадь объекта интереса на изображении (количество пикселей, относящихся к объекту), S_p – площадь сегментированного объекта.

Величина E_s включает в себя систематическую ошибку метода и случайную ошибку измерений. Систематическая ошибка – это разность между реальной площадью объекта на изображении и площадью его блочной аппроксимации, максимально соответствующей реальному изображению объекта.

$$E_{сист} = \left| S_э - N_p^0 * s_b \right|$$

где N_p^0 – число блоков, отнесенных к объекту O_g в результате сегментации, при условии минимума $E_{сист}$, s_b – площадь блока (число пикселей в блоке).

Случайная ошибка – точность определения числа блоков, относящихся к объекту интереса N_p. Случайная ошибка в i – м кадре – разность между числом блоков, отнесенных к объекту N_p^i от N_p^0.

$$E_{сл}^i = \left| N_p^0 - N_p^i \right|$$

Проведенное исследование показало, что предложенный метод на этапе сегментации и сопровождения позволяет реализовать сегментацию с систематической ошибкой менее 13%. Случайная ошибка сегментации составляет менее 15% для объектов интересов с размером до 5 блоков, а для объектов большего размера 3-5%. Метод обеспечивает устойчивое сопровождение объектов с корректным разрешением ситуации окклюзии.

Для проведения исследования и оценки точностных характеристик алгоритма идентификации БПЛА был сформирован тестовый набор изображений объектов, включающий образцы из классов «Птицы» и «БПЛА». Объем тестовой выборки составлял 200 изображений (по 100 образцов для каждого класса). Основываясь на полученных данных, можно сделать вывод о работоспособности алгоритма. Оценка метрики сбалансированной точности (balanced accuracy) составила 0.83.

Литература

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. - М.:Техносфера, 2005. - 1072 с.
2. Rosenfeld A.T, Troy E. B., Visual Texture Analysis, Proceedings UMR-Mervin J. Kelly Communications Conference, University of Missouri-Rolla, Missouri, October 1970, Section 10-1.
3. Обухова Н.А. Метод определения векторов движения с учетом априорной оценки их достоверности и значимости, Современное телевидение: труды 15й НТК, г. Москва, 2007, с156-157
4. I Bartolini, et al. WARP: Accurate Retrieval of Shapes Using Phase of Fourier Descriptors and Time Warping Distance, IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, Vol. 27, 2005.
5. J. Redmon et al, You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection, arxiv 1506.02640, 2015

UAV IDENTIFICATION AND TRACKING BASED ON VIDEO DATA ANALYSIS

prof. Obukhova N.A., assoc. prof. Motyko A.A.,
postgrad. stud. Pozdeev A.A.

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

The proposed method implements automatic capture, tracking and identification of unmanned aerial vehicles (UAVs) in video sequence frames under the following conditions. The scene has a moving background, which in

general can be highly detailed (complex background), or smooth; the size of objects of interest from 8x8 to 100x100 pixels; speed of movement from zero to 10 elements per frame; within the frame moves several objects, including the object of interest; objects can be both artificial and natural. The proposed method at the stage of segmentation and tracking allows to implement segmentation for objects of interest with a size up to 5 blocks with a random error less than 15% and for objects of larger sizes 3-5%. Systematic error less than 13%. At the identification step, the balanced accuracy metric is 0.83.

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МОБИЛЬНОГО СФЕРИЧЕСКОГО РОБОТА

проф. д.т.н. Приоров А.Л., асп. Гурьянов Е.Д.,
студ. Петров Г.Г., асс. Коковкина В.А.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Рассматривается прототип сферического робота, разработанного в ЯрГУ им. П.Г. Демидова. Описываются сферы робота и особенности его применения. Приводится описание принципа функционирования данного типа робота, его состав, а также исследование колебаний шарообразной платформы при передвижении. Приведенные исследования необходимы для дальнейшего выбора средств компенсации продольных качений робота при движении в случае оснащения его микрокомпьютером, камерой и алгоритмами компьютерного зрения.

В последние годы широко исследуются мобильные сферические роботы. В данном случае движение создается качением сферической оболочки, в которой находятся все составные части робота: двигатели, сенсоры (датчики), рулевые механизмы, элементы питания и удаленного управления (беспроводные модули Wi-Fi, Bluetooth, …), микроконтроллеры. К преимуществам робота такой формы можно отнести его маневренность, возможность омни-движения, устойчивость при столкновениях с внешними препятствиями (в отличии от шагающих роботов). Такой робот может легко перемещаться вокруг объекта, а вероятность застрять в углах и не выбраться, как в случае с роботами классической формы, заметно снижена. Из-за сферической формы не существует проблемы переворачивания робота, которая встречается, например, при работе с традиционными колесными роботами. Это свойство также позволяет ронять робота без особых последствий.

Сферические роботы, как правило, обладают герметичной внешней оболочкой, которая надежно предохраняет компоненты робота от физических повреждений, влаги, высоких/низких температур. Это позволяет использовать таких роботов в условиях агрессивной среды при спасательных и военных операциях (наблюдении, разведке, поиске, оценке опасности среды), а также при исследованиях планет. Также стоит отметить, что сферические роботы обладают меньшим давлением на поверхность, чем колесные роботы, что позволяет им передвигаться по мягким поверхностям: песок, снег, трава [1]. Отдельные классы таких роботов могут передвигаться по воде.

Мобильные робототехнические системы имеют широкое применение в самых разных областях современной жизни – в промышленности, различных военных и спасательных приложениях, медицине и в быту. Каждое из этих приложений диктует свои цели, а они, соответственно, диктуют требования к характеристикам роботов.

Существует ряд задач, для выполнения которых мобильный робот должен иметь достаточно малые размеры. Описываемые далее роботы предполагается использовать для исследования помещений и областей, куда не имеет доступа человек, как по причине опасности для жизни (МЧС, химическое или атомное производство), так и из-за трудностей проникновения – исследование помещений и областей, куда человек не может попасть физически, например, слишком узких горизонтальных шахт. Также предлагается применять подобных роботов как вспомогательное средство для проведения диагностики корпусов изготовляемой продукции в труднодоступных отсеках. Интересно также рассмотреть возможность их применения для диагностики труднодоступных отсеков при аварийных ситуациях на самолетах или речном транспорте. Но миниатюризация робота привносит свои коррективы как в целом в его конструкцию, так и в используемые в нем компоненты.

Мобильный робот нуждается в механизмах передвижения, которые позволяют ему перемещаться без значительных ограничений по всей среде. Есть много вариантов возможных способов передвижения,

поэтому выбор подхода к способу передвижения робота является важным аспектом конструкции мобильных роботов.

Среда, созданная человеком, часто состоит из спроектированных гладких поверхностей. Достаточно эффективно в такой среде себя проявляет также чисто человеческое изобретение – колесо. Соответственно, если использование робота предполагается именно в подобных условиях (что можно отметить относительно исследуемого робота), то именно использование колесных роботов будет наиболее эффективно, хотя оно также имеет свои особенности и ограничения.

В связи с этим интересно рассмотреть движение робота сферической или околосферической формы как разновидности колесного передвижения. Чаще всего принцип движения подобного вида роботов основан на смещении центра масс – то есть, как правило, такие роботы снабжены маятниковой системой, и, благодаря своему внутреннему механизму, они могут двигаться прямо и криволинейно, подобно современным автомобилям. Но есть и множество недостатков, основной из которых – довольно сложные и неочевидные особенности робота, связанные с его механикой и управляющей электроникой.

Робот, который описывается в статье, осуществляет перемещение по принципам механики, свойственной двухколесным роботам, чей центр тяжести лежит ниже оси колес. Это избавляет от решения задачи балансировки робота, что позволяет разрешить множество проблем. И, прежде всего, это необходимость создавать специальное программное обеспечение, и связанная с этим необходимость добавлять дополнительные датчики, и, опционально, более мощный источник питания или более мощный передатчик сигнала (если обработка данных для балансировки робота будет производиться внешним сервером). Все это, во-первых, утяжеляет робота, во-вторых, занимает и так небольшое количество внутреннего объема робота. Так как приоритетом являлись, в том числе небольшой размер и определенное распределение массы робота, эти параметры важно было учитывать. Внешний вид – рисунок 1.

В качестве конкурирующей разработки представляет интерес недавно презентованный сферический робот от компании Samsung Ballie [2]. Робот выполнен по схеме, аналогичной нашей разработке, несёт на борту камеру и может взаимодействовать с элементами умного дома. Вероятно, представлен всего лишь концепт, поскольку производитель не назвал ни сроков выхода Ballie на рынок, ни его ориентировочной цены.

Прежде всего, стоит отметить, что большая часть обработки информации, будь это информация управления (информация от оператора или от автономно работающей системы принятия решений) или видеопоток (который является важной информацией как сам по себе, так и как исходные данные для принятия решений системой управления или оператором), будет обрабатываться на внешнем устройстве (ПК).

Радиоустройство Wi-Fi позволяет передавать видеопоток более высокого качества и в целом обеспечивает большую функциональность. Но для управления данной системой требуется более сложные и энергопотребляющие компоненты. На данный момент планируется использовать микроконтроллер Raspberry Pi Zero W или его аналог, что потребует также более мощного источника питания и, потенциально, приведет к большему размеру корпуса робота.

Рисунок 1. Внешний вид прототипа версии 3

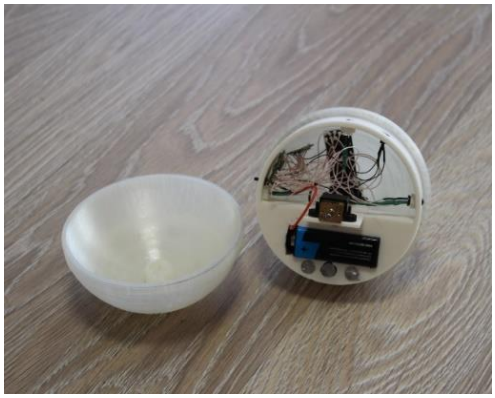


Рисунок 2. Вид прототипа версии 3 со снятой правой полусферой

В настоящий момент собран прототип версии 3, изображённый на рисунках 1 и 2, несущий на борту микроконтроллер ATmega32U4, плату управления моторами, модуль радиосвязи и аккумулятор емкостью 250 мАч.

Для наглядности приведём изображение расположения осей относительно корпуса робота (рисунок 3).

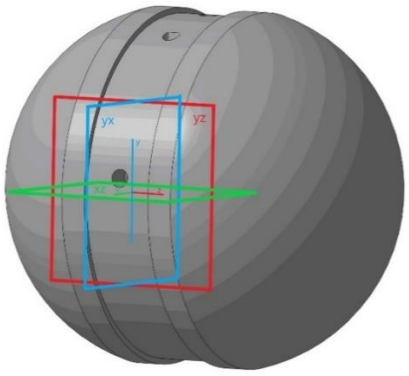


Рисунок 3. Расположение осей

Эксперимент проводился на модели робота шара версии 3 (рисунок 4). Для измерений использовался электронный модуль гироскоп-акселерометр на базе микросхемы LSM6DS33. Измерения проводились по следующей методике:

1. Снимаем калибровочную матрицу показаний гироскопа в состоянии покоя (50 измерений, 1 раз в 200 мс). Вычисляем среднее значение для каждой оси (условный 0).
2. Выполняем серию замеров, калибруем, переводим из угловых секунд в градусы, строим график. Замеры выполняются дистанционно, передача данных – по радиоканалу.
3. Построение графиков.

Результаты исследований выглядят следующим образом:

1. Старт – движение по ровной поверхности.

Для наглядности, можно выделить ось X (рисунок 5) и ось Y (рисунок 6). Горизонтальные линии обозначают угловые ограничения камеры микрокомпьютера Raspberry Pi Zero, который планируется к установке на данный робот. Как можно видеть из графиков сильные флуктуации наблюдаются только в момент старта и остановки. В момент движения объект, расположенный на центральной оси видения камеры, не будет выходить за пределы видимости.

Характеристики камеры представлены ниже:

- Разрешение: 5 Мп
- Захват фото: 2592×1944 пикселей
- Запись видео: 1080p30, 720p60 и 640x480p60/90
- Угол обзора: 69,1°
- Габариты: 60×11,5×5 мм

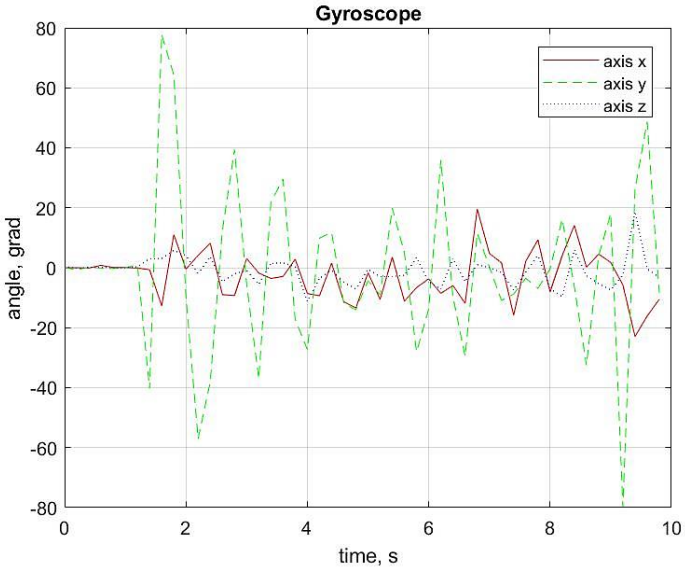


Рисунок 4. Показания гироскопа в эксперименте 1

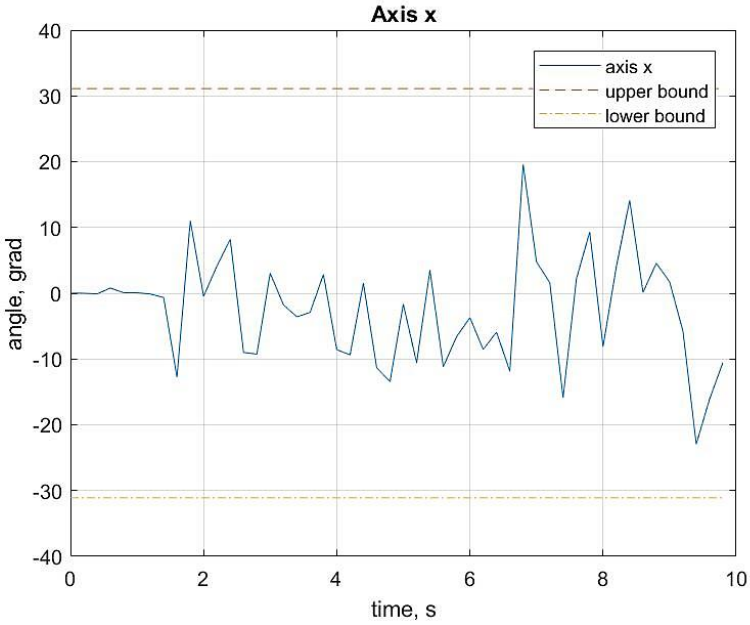


Рисунок 5. Показания гироскопа в эксперименте 1 по оси X

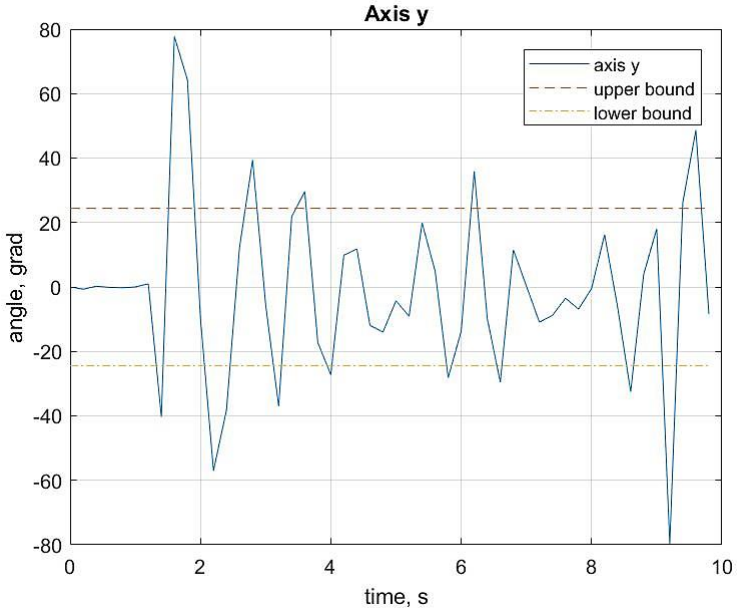


Рисунок 6. Показания гироскопа в эксперименте 1 по оси Y

2. Старт – движение – остановка

Как видно из рисунка 7, при старте наблюдается аналогичный всплеск колебаний (1-2 с), при движении (2-4 с) – стабилизация – при остановке (4-5 с) затухающие периодические колебания (5-10 с).

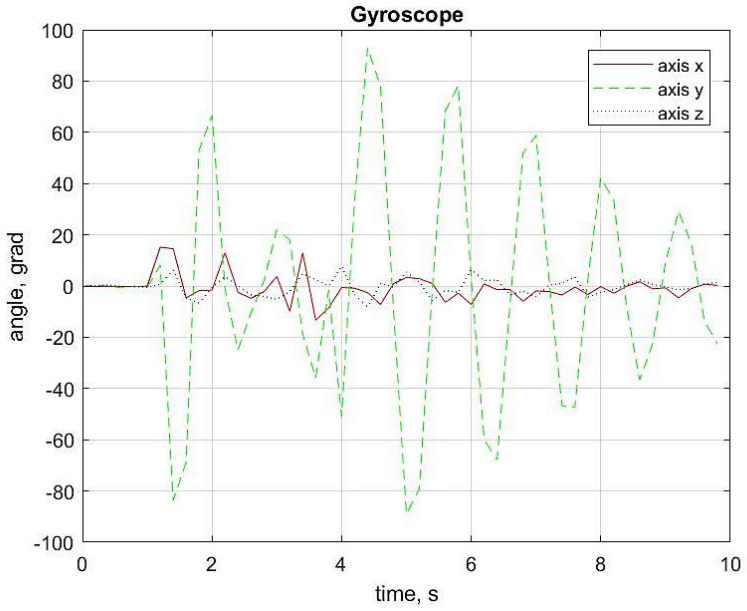


Рисунок 7. Показания гироскопа при эксперименте 2

Таким образом, наиболее сильное качение получается по оси Y. Причем оно является периодическим и наибольшей амплитуды достигает в моменты старта и остановки робота. Для дальнейших исследований требуется оснастить робот некоторыми устройствами компенсации колебания. При проведении дальнейших экспериментов предполагается оснастить робота сменным центром тяжести и опустить его в нижнюю точку центральной части.

Литература

1. Борисов А.В., Павловский Д.В., Трещев Д.В. Мобильные роботы: робот-колесо и робот-шар / Сб. работ. – М.: Ижевск: Институт компьютерных исследований, 2013. – 532 с.

2. Ballie – миниатюрный робот-помощник от Samsung. Режим доступа: https://4pda.ru/2020/01/07/366295/ (15.01.2020).
3. Wei-Hsi C., Ching-Pei C., Wei-Shun Y., Chang-Hao L., Pei-Chun L. Design and Implementation of an Omnidirectional Spherical Robot // IEEE/ASME Int. Conf. on Advanced Intelligent Mechatronics. 2012.
4. Tomik F., Nudehi S., Flynn Louis L., Mukherjee R. Design, Fabrication and Control Spherobot: A Spherical Mobile Robot // J. Intell Robot Syst. 2012. V. 67. P. 117–131.
5. Ishikava M., Kitayoshi R., Sugie T. Volvot: a Spherical Mobile Robot with Eccentric Twin Rotors. // Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Biomimetics. 2011.

DEVELOPMENT AND RESEARCH OF MOBILE SPHERICAL ROBOT

Priorov A.L., Guryanov E.D.,
Petrov G.G., Kokovkina V.A.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

A prototype of a spherical robot developed at YarSU is considered. P. G. Demidov. The robot's scope and application features are described. A description of the principle of functioning of this type of robot, its composition, as well as the study of vibrations of the spherical platform when moving. These studies are necessary for further selection of means of compensating the longitudinal rolling of the robot when it is equipped with a microcomputer, camera and computer vision algorithms.

_____ ◆ _____

МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛАИЗ ПРОТОКОЛОВ МАРШРУТИЗАЦИИ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ САМООРГАНИЗУЮЩЕЙСЯ РАДИОСЕТИ МОБИЛЬНЫХ РОБОТОВ

асп. Седов А.С., асп. Гурьянов Е.Д.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

В настоящее время сложно представить современный мир без применения радиосетей. Они играют важную роль в жизни современного общества. В последние годы широкое распространение получили «Интернет вещей» (англ. Internet of Things — IoT) и беспроводные самоорганизующиеся сети. Данные технологии применяются в различных сферах деятельности и часто используются совместно.

В настоящей работе приведены результаты моделирования самоорганизующейся радиосети мобильных роботов с использованием существующих методов маршрутизации и организации передачи данных. Для имитационного моделирования сетей используется симулятор Network Simulator-3 (NS-3), который распространяется под лицензией GNU GPLv2. Результаты моделирования самоорганизующейся радиосети мобильных роботов с использованием протоколов маршрутизации AODV, OLSR, DSR, DSDV приведены в виде графиков.

Введение. В настоящее время широкое распространение и применение получила самоорганизующаяся радиосеть. Это беспроводная радиосеть, не имеющая постоянной структуры. Суть самоорганизации такой сети заключается в том, что она распределяет функции передачи потока информации между узлами при отключении старого либо подключении нового устройства.

Одним из важных аспектов при проектировании радиосети с мобильными устройствами является распределение нагрузки между ними для стабильной и безотказной работы сети в целом. Особенно это касается тех устройств, у которых ограничено энергопотребление. Необходимо учитывать радиус действия передатчиков, среду распространения радиосигнала, реальную емкость аккумулятора и прочие условия.

Одним из основных стандартов, в котором определен порядок организации беспроводных радиосетей на канальном (MAC) и физическом (PHY) уровнях, является *IEEE 802.11* (базовый стандарт для сетей Wi-Fi).

Беспроводная самоорганизующаяся радиосеть имеет следующее практическое применение:

– решение задач в области группового управления роботами;

– IoT.

Описание мобильных роботов. В настоящее время быстро развивается мировая робототехника. Необходимо отметить, что различного рода мобильные роботы все чаще применяются для задач исследования и мониторинга местности. В последнее время возрос интерес не только к одиночным роботам, но и к их группам. Увеличение групповой численности устройств позволяет не только с большей вероятностью решить поставленные задачи, но и возлагает на радиосеть дополнительную нагрузку.

Одним из преимуществ мобильных роботов, рассматриваемых в настоящей работе, является их конструкция, а именно малые габариты, позволяющие выполнять задачи в труднодоступных для человека местах.

Технические характеристики мобильных роботов, с использованием которых проведено моделирование радиосети, приведены в таблице 1.

Таблица 1

Технические характеристики мобильных роботов

Параметр	Значение
Напряжение питания	1,9 В – 3,6 В
Потребление в режиме излучения и постоянном движении	100 мА
Частотный диапазон	2400…2527 МГц
Количество каналов	128
Шаг сетки частот	1 МГц
Метод расширения спектра	DSSS
Параметр	Значение
Радиус действия	До 100 м
Скорости передачи данных по радиоканалу	1 Мбит/с 2 Мбит/с 5,5 Мбит/с
Мощность передатчика	-18 дБм (15 мкВт) -12 дБм (63 мкВт) -6 дБм (251 мкВт) 0 дБм (1 мВт)
Емкость аккумулятора	250 мАч
Скорость перемещения	1 м/с
Габаритные размеры	35 х 35 х 35 мм

Внешний вид мобильных роботов представлен на рисунке 1.

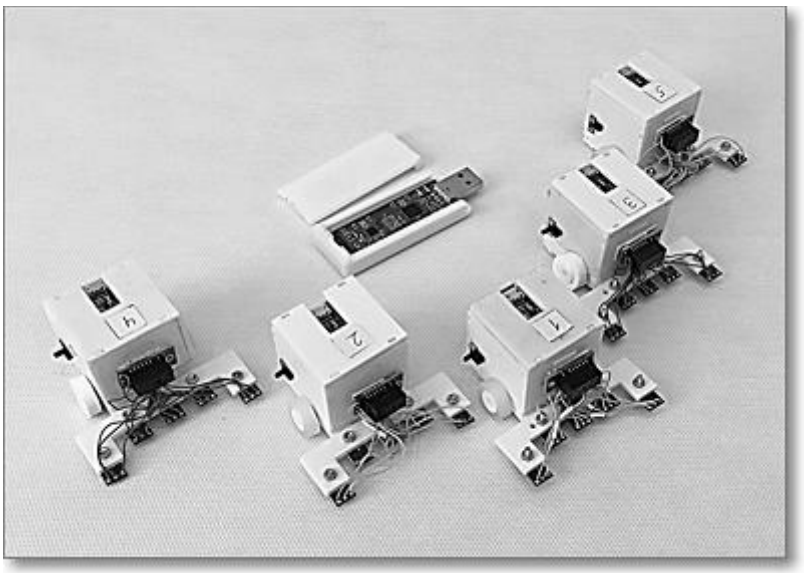


Рисунок 1 – Внешний вид мобильных роботов

Параметры моделирования радиосети. Одной из основных задач при проектировании беспроводной самоорганизующейся радиосети является ее имитационное моделирование. Оно позволяют проанализировать поведение всей сети в условиях, приближенных к реальным, а также оценить количество полученных/потерянных устройствами пакетов данных, пропускную способность и другие параметры.

В настоящей работе в качестве средства имитационного моделирования используется симулятор NS-3 (Network Simulator 3). Данное программное обеспечение по сравнению с другими симуляторами имеет ряд весомых преимуществ [1]:

1. Является свободным (распространяется под лицензией GNU GPLv2);
2. Возможность построения собственных моделей любой сложности, а также изменение и дополнение уже существующих моделей;
3. Обширная база моделей беспроводных типов сетей.

Имитационная модель самоорганизующейся радиосети мобильных роботов реализована на основе стандарта *IEEE 802.11b*. При этом радиосети предъявляются следующие требования:

1. Физический уровень.

Метод модуляции, который используется на физическом уровне для передачи данных по радиоканалу – расширение спектра методом прямой последовательности DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum). Скорость передачи данных составляет 1 Мбит/с.

2. Канальный уровень. Подуровень управления доступом к среде. (media access control, MAC).

Он определяет базовые структуры архитектуры сети и перечень услуг, предоставляемых данным уровнем. Для радиосети определен режим AdHoc или по-другому точка-точка (англ. peer-to-peer), в котором все мобильные роботы непосредственно взаимодействуют друг с другом.

3. Модель потерь в радиоканале.

Для приближения имитационной модели самоорганизующейся радиосети мобильных роботов к реальным условиям эксплуатации, используется модель потерь на трассе при передаче данных по радиоканалу. На распространение радиоволн на трассах длиной меньше 1 км главным образом влияют здания и деревья, а не изменения отметок высоты. При этом преобладает влияние зданий, поскольку большинство радиолиний с короткой трассой находятся в городских и пригородных зонах [2].

Общая модель для всех местоположений описывается следующим уравнением:

$$PL(d, f) = 10\alpha \log_{10}(d) + \beta + 10\gamma \log_{10}(f) + N(0,\sigma) \text{ дБ}, \quad (1)$$

где: d – прямое расстояние между передающим и приемным мобильным роботом в трехмерной системе координат;

f – рабочая частота (ГГц);

α – коэффициент, связанный с увеличением потерь на трассе с расстоянием;

β – коэффициент, связанный со значение потерь на трассе;

γ – коэффициент, связанный с увеличением потерь на трассе с частотой;

$(0,\sigma)$ – нулевая средняя гауссова случайная величина со стандартным отклонением σ (дБ).

4. Скорость перемещения, начальное положение и мощность передатчиков.

Скорость перемещения мобильных роботов радиосети установлена в соответствии с их техническими характеристиками – 1 м/с. Начальное положение и направление движения заданы случайным образом. Моделирование проводится при мощности передатчика каждого мобильного робота 0 дБм (1 мВт).

5. Протоколы маршрутизации.

Основной задачей протокола маршрутизации является поиск оптимального (наиболее короткого) пути от отправителя к получателю. В настоящей работе рассматривается применение следующих протоколов маршрутизации:

– Проактивные:

– OLSR (англ. Optimized Link-State Routing) – маршрутизация на основе состояния канала;

– DSDV (англ. Destination Sequenced Distance Vector routing) – маршрутизация на основе вектора расстояния;

– Реактивные:

– AODV (англ. Ad hoc On-Demand Distance Vector routing) – дистанционно-векторная маршрутизация по запросу;

– DSR (англ. Dynamic Source Routing) – динамическая маршрутизация от источника.

6. Размеры границ, в пределах которых передвигаются мобильные роботы, составляют: 350 × 350 метров. Время моделирования проекта – 400 с.

Результаты моделирования приведены на рисунках с № 2 по № 5.

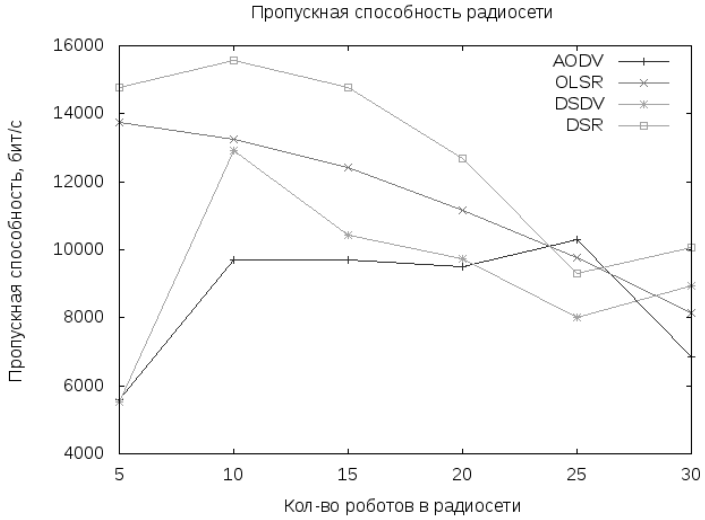


Рисунок 2 – Пропускная способность радиосети мобильных роботов

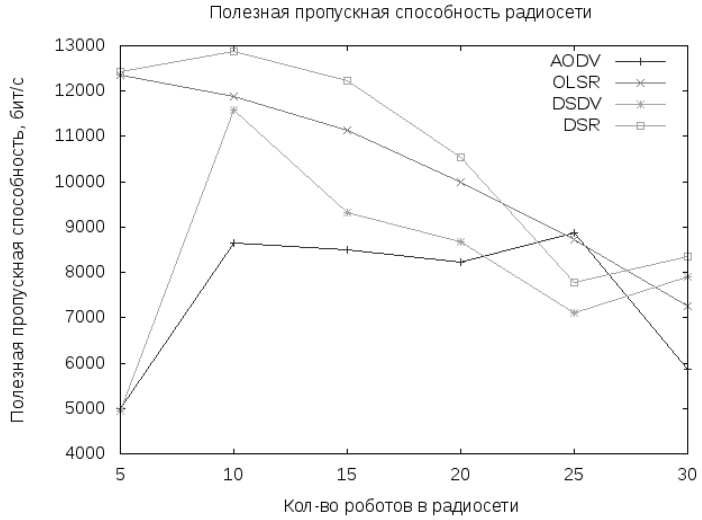


Рисунок 3 – Полезная пропускная способность радиосети мобильных роботов

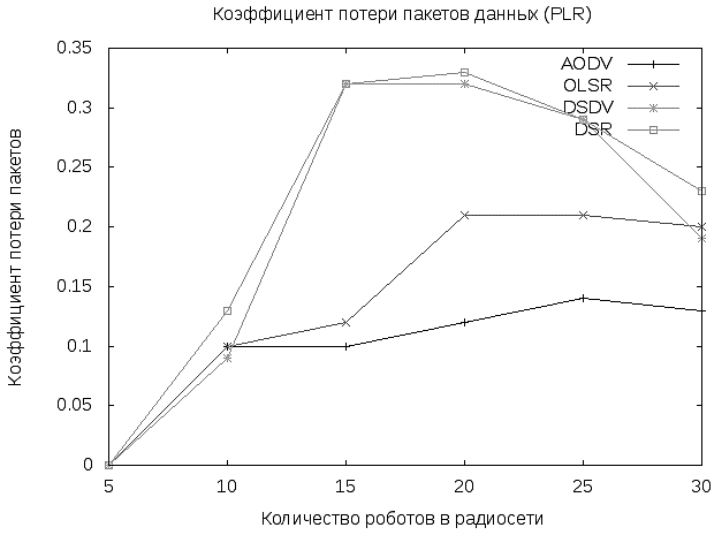


Рисунок 4 – Коэффициент потери пакетов данных (PLR)

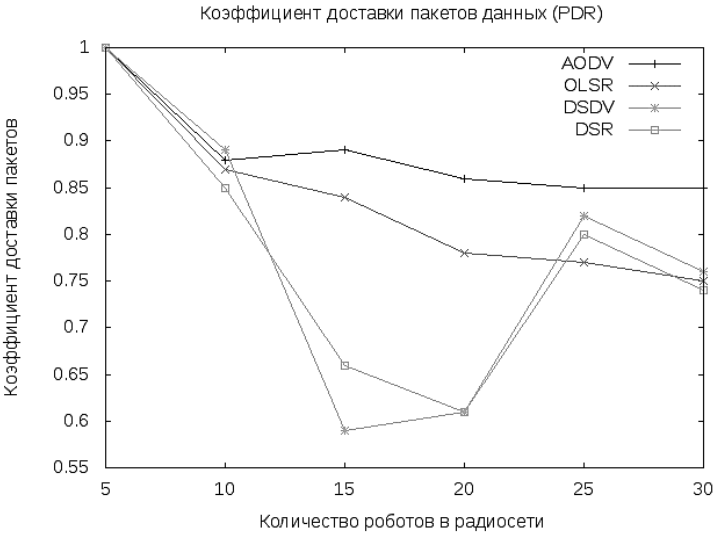


Рисунок 5 – Коэффициент доставки пакетов данных (PDR)

Выводы. В результате моделирования и анализа реактивных (AODV, DSR) и проактивных (OLSR, DSDV) протоколов маршрутизации, а также оценки их работы в заданных условиях на основе таких метрик, как пропускная способность, полезная пропускная способность, коэффициент доставки / потери данных, установлено следующее:

1 Наибольшее значение пропускной способности радиосети достигается при использовании протокола DSR (рисунок 2).

2 Наибольшее значение полезной пропускной способности радиосети достигается при использовании протокола DSR (рисунок 3).

3 Наименьшие потери пакетов в радиосети происходят при использовании протокола AODV (рисунок 4).

4 Высокий процент успешной доставки пакетов до отправителя в самоорганизующейся радиосети мобильных роботов достигается при использовании протокола AODV (рисунок 5).

Литература

1. Chappell, L. Wireshark Network Analysis The Official Wireshark Certified Network Analyst Study Guide / Laura Chappell // Protocol Analysis Institute, “Chappell University” – 2012. – ISBN 978-1-893939-94-3.
2. Рек. МСЭ-R P.1411-9 Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования для планирования наружных систем радиосвязи малого радиуса действия и локальных радиосетей в диапазоне частот от 300 МГц до 100 ГГц. Серия P Распространение радиоволн. – Женева, Электронная публикация, 2018 г. – 53 с.

MODELING AND ANALYSIS OF ROUTING PROTOCOLS FOR IMPLEMENTATION OF A SELF-ORGANIZING MOBILE ROBOT RADIO NETWORK

Sedov A.S., Guryanov E.D.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

It is currently difficult to imagine the modern world without the use of radio networks. They play an important role in the life of modern society. In recent years, the Internet of Things (IoT) and wireless self-organizing networks have become widespread. These technologies are used in various fields of activity and are often used together.
In this paper, we obtained the results of modeling self-organizing radio communications using mobile robots using the available routing methods and the organization of data transfer. For network simulation, the Network Simulator-3 (NS-3) simulator, which is licensed under the GNU GPLv2, is used. AODV, OLSR, DSR, DSDV are available as graphs.

ОПТИМИЗАЦИЯ КОМБИНИРОВАННОГО ОБЪЕКТИВНОГО ПОКАЗАТЕЛЯ КАЧЕСТВА КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ РАЗЛИЧНЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ ДИАПАЗОНОВ

проф., д.т.н. Кириллов С.Н., асп. Сконников П.Н.

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина

Рассмотрены общие вопросы оценки качества комплексирования изображений различных спектральных диапазонов. В ходе сопоставления рассмотренных показателей качества с результатами субъективной оценки выявлены наиболее эффективные объективные показатели качества. Предложена модификация известного объективного показателя качества комплексирования изображений. Обоснованы составляющие компоненты и структура комбинированного объективного показателя качества комплексирования изображений. Проведена оптимизация весовых коэффициентов, используемых в предложенном комбинированном показателе качества. Показано, что предложенный показатель качества комплексирования изображений превосходит известные и модифицированные показатели качества по критериям точности и монотонности соответствия субъективной оценке качества комплексирования. Точность и монотонность соответствия субъективной оценке составляет 0,73 и 0,62 соответственно.

Вводные замечания

Одной из задач, решаемых современными системами технического зрения (СТЗ), является комплексирование изображений различных спектральных диапазонов. В настоящее время известно большое количество алгоритмов комплексирования изображений (АКИ), обзоры некоторых из них приведены в работах [1,2]. Каждый из этих АКИ обладает уникальными характерными особенностями, и, в зависимости от назначения и области применения разрабатываемой СТЗ, наилучшие результаты могут обеспечить различные АКИ. Таким образом, при проектировании СТЗ существует проблема выбора конкретного АКИ из нескольких известных. Одним из наиболее важных факторов при выборе АКИ является качество комплексирования изображений.

Под целью комплексирования изображений различных спектральных диапазонов в данной работе понимается обеспечение заметности всех объектов, видимых хотя бы на одном из изображений исходных каналов.

Для оценки качества комплексирования изображений возможно применение двух подходов: проведение субъективной оценки и расчёт значений объективных показателей качества (ОПК).

Субъективная оценка качества позволяет получить численные значения качества комплексирования, исходя непосредственно из словесной формулировки цели комплексирования, с учётом назначения и особенностей области применения разрабатываемой СТЗ. К недостаткам субъективной оценки качества комплексирования изображений можно отнести необходимость привлечения определённого количества участников (до 40 человек [3]) и значительные временные затраты (10-15 с для получения одной оценки, максимально несколько часов в рабочий день для одной группы участников [3]). Указанные недостатки затрудняют получение большого количества субъективных оценок качества комплексирования с использованием баз изображений большого объёма.

Значения ОПК, напротив, рассчитываются автоматически с высокой скоростью (менее 1 с на персональном компьютере с возможностью круглосуточной работы), что позволяет использовать объёмные базы изображений для оценки качества комплексирования множества изображений различных спектральных диапазонов. Однако, теоретически установить связь требований, предъявляемых к разрабатываемой СТЗ, с тем или иным ОПК затруднительно, то есть задача обоснования конкретного ОПК комплексирования изображений также актуальна.

Таким образом, для объединения преимуществ субъективных и объективных показателей качества, необходимо обосновать показатель качества комплексирования изображений, в наибольшей мере соответствующий задачам, решаемым разрабатываемой СТЗ.

Следует отметить, что в данной работе рассматриваются безэталонные показатели качества комплексирования изображений различных спектральных диапазонов, а не показатели качества отдельно взятых изображений.

Общие принципы обоснования комбинированного объективного показателя качества комплексирования

Для оценки качества комплексирования изображения применяются такие известные ОПК, как метрика Пиеллы [4], объём восприятия [5], оценка общей информации (MI) [6], общая информация особенностей (FMI) с выделением градиентов [7,8], сумма корреляций разностных изображений (SCD) [9], показатель качества краёв [10], индекс структурного сходства (SSIM) [11].

Значения указанных ОПК были рассчитаны для набора из 112 троек тестовых изображений, включающих два исходных изображения различных спектральных диапазонов и один результат комплексирования. При этом комплексирование производилось с использованием различных алгоритмов, описанных в работе [1]: расчёт среднего арифметического, выделение локальных контрастов, трёхмерный фильтр нижних частот, анализ высокочастотных и низкочастотных компонент, оценка информативности, метод главных компонент. Кроме того, при расчёте значений ОПК в качестве результата комплексирования использовались не только изображения, полученные в ходе применения указанных алгоритмов, но и исходные изображения [12,13]. Особенности составления набора троек тестовых изображений рассмотрены в работе [3].

Для того чтобы определить, какой из перечисленных ОПК в наибольшей мере соответствует указанной выше цели комплексирования изображений, проведено сопоставление данных ОПК с результатами субъективной оценки качества изображений, описанной в работе [3]. При этом сопоставление производилось по методу, рассмотренному в работах [12…14].

В соответствии с данным методом, для каждого указанного ОПК были рассчитаны значения точности, монотонности и несогласованности соответствия ОПК субъективной оценке качества комплексирования. Данные значения представлены в таблице 1.

Таблица 1

Показатели соответствия различных ОПК субъективной оценке качества

Показатель качества	Точность	Монотонность	Несогласованность, %
Метрика Пиеллы [4]	0,35	0,17	5,4
Объём восприятия [5]	0,22	0,21	7,1
MI [6]	0,035	0	8,9
FMI [7,8]	0,25	0,18	7,1
SCD [9]	0,082	0,059	8,9
Качество краёв [10]	0,19	0,083	8
SSIM [11]	0,26	0,21	6,3

Из анализа таблицы 1 следует, что наилучшей точностью и монотонностью соответствия субъективной оценке качества комплексирования изображений обладает метрика Пиеллы. Рассмотрим принципы расчёта данного ОПК.

Для расчёта метрики Пиеллы необходимо иметь два исходных изображения различных спектральных диапазонов I_1, I_2 и результат комплексирования I_3. По данным изображениям перемещаются квадратные окна $W_{x,y}^b$ со стороной S_W, где $b=\overline{1,3}$ – номер изображения, а x и y – текущее смещение окна. В данных окнах рассчитываются средние значения $\bar{W}_{x,y}^b$ и дисперсии $\left(\sigma_{x,y}^b\right)^2$. Для окон $W_{x,y}^1$ и $W_{x,y}^2$ исходных изображений I_1 и I_2 рассчитываются коэффициенты взаимной корреляции $\rho_{x,y}^{1,3}$ и $\rho_{x,y}^{2,3}$ с соответствующими окнами $W_{x,y}^3$ изображения I_3. Локальный индекс качества изображения $WB_{x,y}^{b,3}$ в работах [4,15] определяется как произведение трёх множителей:

$$WB_{x,y}^{b,3} = \frac{\rho_{x,y}^{b,3}}{\sigma_{x,y}^{b}\sigma_{x,y}^{3}} \frac{2\bar{W}_{x,y}^{b}\bar{W}_{x,y}^{3}}{(\bar{W}_{x,y}^{b})^2 + (\bar{W}_{x,y}^{3})^2} \frac{2\sigma_{x,y}^{b}\sigma_{x,y}^{3}}{(\sigma_{x,y}^{b})^2 + (\sigma_{x,y}^{3})^2}. \quad (1)$$

Здесь первый множитель определяет потерю корреляции, а второй и третий – соответственно искажения яркости и контрастности.

Вес исходного канала в окне с фиксированным сдвигом определяется коэффициентом $c_{x,y}^{b}$:

$$c_{x,y}^{b} = \frac{\sigma_{x,y}^{b}}{\sigma_{x,y}^{1} + \sigma_{x,y}^{2}}. \quad (2)$$

Влияние сдвига окон определяется коэффициентом $C_{x,y}$:

$$C_{x,y} = \max\left(\sigma_{x,y}^{1}, \sigma_{x,y}^{2}\right) \Bigg/ \left(\frac{\sum_{x=1}^{S_X - S_W + 1} \sum_{y=1}^{S_Y - S_W + 1} \max\left(\sigma_{x,y}^{1}, \sigma_{x,y}^{2}\right)}{(S_X - S_W + 1)(S_Y - S_W + 1)} \right). \quad (3)$$

Данные весовые коэффициенты используются для объединения локальных индексов $WB_{x,y}^{b,3}$ в единый показатель качества комплексирования изображений Q_P:

$$Q_P = \frac{1}{(S_X - S_W + 1)(S_Y - S_W + 1)} \sum_{x=1}^{S_X - S_W + 1} \sum_{y=1}^{S_Y - S_W + 1} C_{x,y}\left(c_{x,y}^{1} WB_{x,y}^{1,3} + c_{x,y}^{2} WB_{x,y}^{2,3}\right), \quad (4)$$

где S_X, S_Y – размеры изображений I_1, I_2 и I_3.

Предлагаемый комбинированный показатель качества основан на описанной выше метрике Пиеллы, модифицированной согласно следующим трём принципам:

1) Как отмечено в работе [4], расчёт метрики Пиеллы может производиться не только для изображений I_1, I_2, I_3, но и для результата выделения краёв на этих изображениях детектором Собела [16];

2) Использование всех трёх множителей в формуле (1) и объединение этих множителей в форме произведения неочевидно. Для анализа эффективности отдельных множителей и способа их объединения рассчитаны ОПК Q_1, Q_2 и Q_3, значения которых определялись по формуле (4), но с тем отличием, что локальные индексы $WB_{x,y}^{b,3}$ представляли собой отдельно потерю корреляции $\rho_{x,y}^{b,3} / \sigma_{x,y}^{b}\sigma_{x,y}^{3}$, искажения яркости $2\bar{W}_{x,y}^{b}\bar{W}_{x,y}^{3} / \left((\bar{W}_{x,y}^{b})^2 + (\bar{W}_{x,y}^{3})^2\right)$ и искажения контрастности $2\sigma_{x,y}^{b}\sigma_{x,y}^{3} / \left((\sigma_{x,y}^{b})^2 + (\sigma_{x,y}^{3})^2\right)$ соответственно;

3) При проведении субъективной оценки качества комплексирования наблюдатели сочли некоторые мелкие детали несущественными. В то же время, эти малоразмерные детали оказывают влияние на значения ОПК. Для исключения влияния мелких деталей на значения ОПК предлагается уменьшить изображения I_1, I_2, I_3 перед расчётом ОПК.

В таблице 2 представлены значения точности, монотонности и несогласованности метрики Пиеллы при различных коэффициентах уменьшения входных изображений с выделением и без выделения краёв. При этом размер исходных изображений I_1, I_2, I_3 не превышал 640×480 пикселей.

Таблица 2

Показатели соответствия метрики Пиеллы субъективной оценке качества

Выделение краёв	Коэффициент уменьшения изображения	Точность	Монотонность	Несогласованность
Без выделения краёв	1	0,35	0,17	5,4
	2	0,34	0,23	6,3
	3	0,32	0,22	6,3
	4	0,31	0,21	6,3
	5	0,3	0,2	6,3
С выделением краёв	1	0,36	0,32	6,3
	2	0,57	0,51	4,5
	3	0,6	0,52	4,5
	4	0,59	0,48	4,5
	5	0,57	0,45	5,4

Из анализа данной таблицы следует, что наилучших значений точности и монотонности метрики Пиеллы удаётся достигнуть при уменьшении исходных изображений в 3 раза и при выделении краёв детектором Собела [16], поэтому при дальнейших исследованиях рассматривались только данные условия расчёта ОПК.

Для анализа состава и способа объединения компонент комбинированного ОПК, выбрана общая форма записи такого показателя качества:

$$Q_C = a_1 Q_3 + a_2 Q_2 + a_3 Q_2 Q_3 + a_4 Q_1 + a_5 Q_1 Q_3 + a_6 Q_1 Q_2 + a_7 Q_1 Q_2 Q_3 . \quad (5)$$

Оптимизация коэффициентов $a_1 \div a_7$ по критерию максимизации точности осуществлена в два этапа.

На первом этапе был определён глобальным минимум с низкой точностью. Для этого производился полный перебор значений $a_1 \div a_6$ в диапазоне [0;1] с шагом $0{,}1$, а значение a_7 определялось как дополнение значений $a_1 \div a_6$ до 1. В ходе данной операции были определены оптимальные значения $a_1 \div a_7$ с точностью $0{,}1$: $a_1 = 0{,}2$, $a_4 = 0{,}8$ а остальные элементы равны нулю. По результатам первого этапа оптимизации все составляющие комбинированного ОПК, кроме $a_1 Q_3$ и $a_4 Q_1$ были отброшены как незначительные.

На втором этапе значения весовых коэффициентов уточнены с использованием метода Нелдера-Мида [17]. В результате применения данного метода были получены оптимальные значения $a_1 = 0{,}236$ и $a_4 = 0{,}764$.

Применение комбинированного ОПК с оптимальными коэффициентами обеспечило значения точности 0,73, монотонности 0,62 и несогласованности 0,027.

Выводы

Наиболее точное соответствие показателя качества комплексирования изображений словесной формулировке цели комплексирования обеспечивает субъективная оценка качества. В ходе сравнения известных объективных показателей качества комплексирования по критериям точности, монотонности и несогласованности соответствия субъективной оценке определено, что наилучшим соответствием обладает метрика Пиеллы, рассчитанная для результата выделения краёв на изображениях. Дальнейшее исследование показало, что при размере исходных изображений 640×480 пикселей данное соответствие можно улучшить при уменьшении изображений в 3 раза. На основе метрики Пиеллы предложен комбинированный показатель качества комплексирования изображений. В результате применения двухэтапной процедуры оптимизации весовых коэффициентов получен показатель качества, обладающий наилучшим соответствием субъективной оценке качества: значение точности составило 0,73, монотонности – 0,62, а несогласованности – 0,027.

Литература

1. Инсаров В. В., Тихонова С. В., Михайлов И. И. Проблемы построения систем технического зрения, использующих комплексирование информационных каналов различных спектральных диапазонов // Информационные технологии. 2014. Прил. к № 3. С. 1-32.
2. Бондаренко М. А., Дрынкин В. Н. Оценка информативности комбинированных изображений в мультиспектральных системах технического зрения // Программные системы и вычислительные методы. 2016. № 1. С. 64-79.
3. Кириллов С.Н., Сконников П.Н. Методика проведения субъективной оценки качества комплексирования изображений различных спектральных диапазонов // Материалы IV Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы современной науки и производства». Рязань: РГРТУ, 2019. С. 13-21.
4. Piella G., Heijmans H. A new quality metric for image fusion // International Conference on Image Processing Proceedings. 2003. Т. 3. С. 173-176.
5. Бондаренко М. А., Дрынкин В. Н. Оценка информативности комбинированных изображений в мультиспектральных системах технического зрения // Программные системы и вычислительные методы. 2016. № 1. С. 64-79.
6. Qu G., Zhang D., Yan P. Information measure for performance of image fusion // Electronics letters. 2002. Т. 38. № 7. С. 313-315.
7. Haghighat M. B. A., Aghagolzadeh A., Seyedarabi H. A non-reference image fusion metric based on mutual information of image features // Computers & Electrical Engineering. 2011. Т. 37. № 5. С. 744-756.
8. Haghighat M., Razian M. A. Fast-FMI: non-reference image fusion metric // 8th International Conference on Application of Information and Communication Technologies. 2014. С. 424-426.
9. Aslantas V., Bendes E. A new image quality metric for image fusion: the sum of the correlations of differences // International Journal of electronics and communications. 2015. Т. 69. № 12. С. 1890-1896.

10. Xydeas C. S., Petrovic V. Objective image fusion performance measure // Electronics letters. 2000. Т. 36. №. 4. С. 308-309.
11. Yang C. и др. A novel similarity based quality metric for image fusion // Information Fusion. 2008. Т. 9. № 2. С. 156-160.
12. Кириллов С.Н., Покровский П.С., Сконников П.Н., Бауков А.А. Сравнение алгоритмов улучшения низкоконтрастных изображений и оценок качества комплексирования разноспектральных изображений для цифровых систем видеонаблюдения // Цифровая Обработка Сигналов. 2019. № 1. С. 52-58.
13. Кириллов С.Н., Покровский П.С., Сконников П.Н., Бауков А.А. Сравнение оценок качества комплексирования разноспектральных изображений и алгоритмы улучшения качества низкоконтрастных изображений для систем видеонаблюдения // 21-я Междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2019»: сборник докладов. Кн. 2. М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2019. С. 403-408.
14. Objective perceptual assessment of video quality: Full reference television. ITU-T tutorial [Электронный ресурс] // International Telecommunication Union (ITU). 2004. URL: https://www.itu.int/ITU-T/studygroups/com09/docs/tutorial_opavc.pdf (дата обращения: 18.11.2019).
15. Wang Z., Bovik A. C. A universal image quality index // IEEE signal processing letters. 2002. Т. 9. №. 3. С. 81-84.
16. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. Изд. 3-е, испр. и доп. М.: Техносфера, 2012. 1104 с.
17. Nelder J.A., Mead R. A simplex method for function minimization // Computer Journal. 1965. Т. 7. С. 308-313.

OPTIMIZATION OF THE MULTISPECTRAL IMAGE FUSION COMBINED QUALITY MEASURE

Kirillov S.N., Skonnikov P.N

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin

The general issues of multispectral image fusion quality measures are considered. The most effective objective quality measures are identified by matching the discussed quality measures with the subjective quality assessment results. The modification of known objective image fusion quality measure is proposed. The components and the structure of the combined objective image fusion quality measure are proved. The weight coefficient used by the proposed combined quality measure are optimized. It is shown that the proposed combined image fusion quality measure exceeds the known and modified measures in accuracy and monotonicity. The accuracy and monotonicity of proposed quality measure is 0.73 and 0.62.

ПРОЦЕДУРА АНАЛИЗА МИНИМУМОВ КРИТЕРИАЛЬНОЙ ФУНКЦИИ ПРИ СОПРОВОЖДЕНИИ ОБЪЕКТОВ НА ВИДЕОПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

к.т.н. Бабаян П.В.[1], Сконников П.Н.[2], Трофимов Д.В.[2]

[1]Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина
[2]АО «РИФ»

Рассмотрены общие принципы, используемые в алгоритмах сопровождения объектов на изображениях видеопоследовательностей. Описана проблема выбора локального минимума критериальной функции. Для выбора локального минимума предложено использовать три признака: значение критериальной функции в точке минимума, разность минимального и усреднённого значений критериальной функции, а также расстояние до центрального элемента. Предложена процедура совместного

учёта данных признаков для выбора минимума. Показан пример критериальной функции, демонстрирующий эффективность предложенной процедуры.

Вводные замечания

В различных областях науки и техники актуальна задача сопровождения объектов на изображениях видеопоследовательности [1-5]. Среди различных алгоритмов сопровождения объектов можно выделить корреляционные алгоритмы [5]. Общие принципы работы таких алгоритмов можно описать следующим образом.

Имеется эталон объекта **R** размером $S_{\mathrm{RX}} \times S_{\mathrm{RY}}$ элементов. Данный эталон перемещается по области поиска **I** размером $S_{\mathrm{IX}} \times S_{\mathrm{IY}}$ элементов со сдвигами $x = \overline{1, S_{\mathrm{X}}}$ и $y = \overline{1, S_{\mathrm{Y}}}$ по двум координатам, где максимальные значения сдвига равны $S_{\mathrm{X}} = S_{\mathrm{RX}} - S_{\mathrm{IX}} + 1$ и $S_{\mathrm{Y}} = S_{\mathrm{RY}} - S_{\mathrm{IY}} + 1$. Для каждого значения сдвига определяется мера подобия (или различия) F эталона и области поиска, соответствующей текущим значениям x и y. Зависимость этой меры от значений сдвига $\mathrm{F}(x, y)$ будем называть критериальной функцией. Положение объекта определяется по сдвигу (x, y), обеспечивающим наилучшее значение $\mathrm{F}(x, y)$ в установленном смысле.

В наиболее простом с точки зрения вычислительных затрат корреляционном алгоритме [6] значения критериальной функции вычисляются по формуле

$$\mathrm{F}(x, y) = \sum_{i=1}^{S_{\mathrm{RX}}} \sum_{j=1}^{S_{\mathrm{RY}}} \left| I_{i+x-1,\, j+y-1} - R_{i,j} \right|, \qquad (1)$$

где I, R – элементы области поиска и эталона соответственно.

В настоящее время используются модифицированные варианты указанного алгоритма [7].

В алгоритмах, основанных на сопоставлении эталона и области поиска по формуле (1), оценка координат сопровождаемого объекта определяется по глобальному минимуму критериальной функции $\mathrm{F}(x, y)$ [6,7]. Однако, определение координат объекта таким образом в ряде случаев приводит к срыву сопровождения, поэтому в данной работе предложена процедура анализа локальных минимумов критериальной функции, позволяющая уменьшить частоту срывов сопровождения.

Описание процедуры анализа локальных минимумов критериальной функции

При расчёте значений критериальной функции по формуле (1) возможны ситуации, когда один или несколько минимумов критериальной функции с координатами (x_n, y_n) имеют меньшее значение, чем «истинный» минимум с координатами $(x_{\mathrm{gt}}, y_{\mathrm{gt}})$, то есть минимум, соответствующий истинному расположению сопровождаемого объекта:

$$\mathrm{F}(x_n, y_n) < \mathrm{F}(x_{\mathrm{gt}}, y_{\mathrm{gt}}), \qquad (2)$$

где n – порядковый номер локального минимума.

Такая ситуация возникает, например, если объект перемещается в область с иными условиями освещения, где средняя яркость некоторого участка области поиска, соответствующая фону, становится приблизительно равной средней яркости эталона:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{S_{\mathrm{RX}}} \sum_{j=1}^{S_{\mathrm{RY}}} I_{i+x_n-1,\, j+y_n-1} &\approx \sum_{i=1}^{S_{\mathrm{RX}}} \sum_{j=1}^{S_{\mathrm{RY}}} R_{i,j}; \\ \sum_{i=1}^{S_{\mathrm{RX}}} \sum_{j=1}^{S_{\mathrm{RY}}} I_{i+x_{\mathrm{gt}}-1,\, j+y_{\mathrm{gt}}-1} &\neq \sum_{i=1}^{S_{\mathrm{RX}}} \sum_{j=1}^{S_{\mathrm{RY}}} R_{i,j}. \end{aligned} \qquad (3)$$

Несмотря на неравенство средних яркостей объекта и эталона, в точке $(x_{\mathrm{gt}}, y_{\mathrm{gt}})$ наблюдается локальный минимум критериальной функции, обусловленный соответствием текстур объекта на области поиска и эталона.

В результате анализа критериальных функций для кадров, в которых наблюдается описанная проблема, выдвинута гипотеза, что «истинный» локальный минимум может быть определён по двум признакам: расстоянию от текущего минимума до центра критериальной функции и острота вершины (впадины) критериальной функции. При принятии решения о выборе локального минимума помимо указанных признаков используется также известный признак – абсолютное значение минимума [6,7].

Предлагаемая процедура анализа минимумов критериальной функции состоит из следующих этапов.

1) Производится поиск локальных минимумов критериальной функции в восьмисвязной области. Точка с координатами (x, y) считается локальным минимумом, если она является минимальной в окружающей её зоне $\mathbf{O}$ размером 3×3 элемента:

$$\mathrm{F}(x, y) = \min(\mathbf{O}). \quad (4)$$

При этом смещения (x, y) изменяются в пределах $x = \overline{2, S_\mathrm{X} - 1}$ и $y = \overline{2, S_\mathrm{Y} - 1}$. Сужение пределов смещений относительно области определения критериальной функции вызвано не только простотой реализации предлагаемой процедуры, но и исключением из анализа краевых минимумов, не являющихся минимальными значениями в восьмисвязной области.

В результате данного этапа определяются N пар координат локальных минимумов (x_n, y_n), где $n = \overline{1, N}$.

2) Производится нормировка и смещение значений критериальной функции $\mathbf{F}$ для приведения области значений к интервалу $[0;1]$:

$$\dot{\mathbf{F}} = \frac{\mathbf{F} - \min(\mathbf{F})}{\max(\mathbf{F}) - \min(\mathbf{F})}. \quad (5)$$

3) Для каждого найденного минимума $n = \overline{1, N}$ рассчитывается признак A_n, основанный на значении критериальной функции в точке (x_n, y_n):

$$A_n = 1 - w_\mathrm{A}\dot{F}(x_n, y_n). \quad (6)$$

Здесь w_A – вес признака A.

4) Для каждого минимума рассчитывается расстояние d_n от точки (x_n, y_n) до центра массива $\mathbf{F}$, нормированное к половине его диагонали (то есть максимально возможному расстоянию):

$$d_n = \frac{\sqrt{\left(x_n - \frac{S_\mathrm{X}+1}{2}\right)^2 - \left(y_n - \frac{S_\mathrm{Y}+1}{2}\right)^2}}{\sqrt{\left(1 - \frac{S_\mathrm{X}+1}{2}\right)^2 - \left(1 - \frac{S_\mathrm{Y}+1}{2}\right)^2}}. \quad (7)$$

На основе расстояния d_n рассчитывается значение второго признака:

$$B_n = 1 - w_\mathrm{B} d_n, \quad (8)$$

где w_B – вес признака B.

5) Для каждого минимума рассчитывается коэффициент остроты вершины v_n:

$$v_n = \left(\frac{1}{(2S_\mathrm{V}+1)^2}\sum_{i=-S_\mathrm{V}}^{S_\mathrm{V}}\sum_{j=-S_\mathrm{V}}^{S_\mathrm{V}}\dot{F}(x_n + i, y_n + j)\right) - \dot{F}(x_n, y_n), \quad (9)$$

где S_V – половина размера окрестности минимума. В данной работе использовалось значение $S_\mathrm{V} = 5$.

В случае расположения минимума с координатами (x_n, y_n) вблизи границ области определения критериальной функции пределы изменения переменных i и j в формуле (9) уменьшаются таким образом, чтобы окрестность минимума не выходила за область определения функции $\mathrm{F}(x, y)$.

Вектор $\mathbf{v}$, состоящий из N значений v_n, также приводится к диапазону $[0;1]$ для получения смещённых и нормированных значений $\dot{\mathbf{v}}$. При этом используется преобразование, аналогичное выполняемому по формуле (5).

Третий признак рассчитывается по формуле

$$C_n = w_\mathrm{C}\dot{v}_n + (1 - w_\mathrm{C}), \quad (10)$$

где w_C – вес признака C.

6) Для принятия решения о выборе наилучшего минимума рассчитанные признаки объединяются:

$$T_n = A_n B_n C_n. \quad (11)$$

За «истинный» минимум принимается минимум с наибольшим значением T_n.

Результат применения предложенной процедуры

На рисунке 1 показан пример типичной критериальной функции, при которой происходит срыв сопровождения по рассмотренной выше причине.

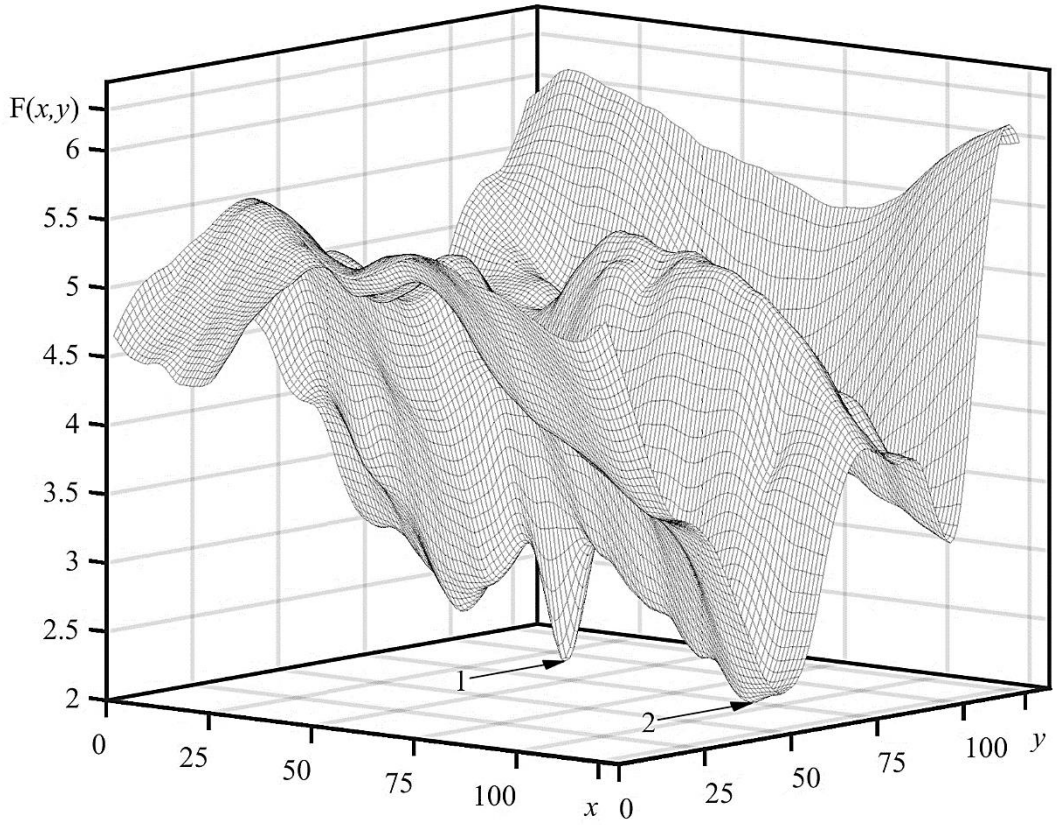


Рисунок 1. Пример значений критериальной функции

На данном рисунке цифрой 1 отмечен «истинный» минимум, а цифрой 2 – глобальный минимум. Из анализа рисунка 1 можно сделать выводы, что «истинный» минимум:

– не является глобальным,

– расположен ближе других минимумов к центру анализируемой поверхности,

– имеет более острую вершину по сравнению с другими минимумами.

В таблице 1 представлены значения критериев A, B и C для различных минимумов, а также их произведение T при равных весах $w_A = w_B = w_C = 1$.

Таблица 1

Значения рассмотренных признаков для различных минимумов

Номер минимума n	Признак A_n	Признак B_n	Признак C_n	Произведение T_n
1	0,985	0,967	1	0,952
2	1	0,380	0,187	0,071
3	0,207	0,348	0	0
4	0,277	0,474	0,063	0,008
5	0,300	0,557	0,066	0,011
6	0,931	0,533	0,302	0,150
7	0,926	0,625	0,279	0,162
8	0,800	0,337	0,203	0,055
9	0,530	0,503	0,132	0,035
10	0,544	0,516	0,051	0,014
11	0,650	0,365	0,197	0,047
12	0,651	0,378	0,247	0,061

Здесь в первой строке представлены значения для «истинного» минимума, во второй – для глобального, а далее – для остальных минимумов показанной на рисунке 1 критериальной функции.

Из анализа таблицы 1 следует, что «истинный» минимум проигрывает другим минимумам, только по признаку A, причём помимо глобального минимума ($n=2$) ещё два минимума (6 и 7) имеют близкие значения критериальной функции. По признакам B и C «истинный» минимум существенно превосходит остальные минимумы. В результате объединения всех признаков это превосходство увеличивается: по значениям произведения T превосходство «истинного» минимума по сравнению с ближайшим по T составляет 0,952 против 0,162, при этом глобальному минимуму соответствует значение $T_2 = 0,071$.

Выводы

Использование корреляционных алгоритмов сопровождения объектов на изображениях видеопоследовательности, использующих разностную критериальную функцию, в ряде случаев приводят к срыву сопровождениях. На основе анализа условий, при которых происходят данные срывы, предложена процедура анализа минимумов критериальной функции, использующая помимо глубины минимума два дополнительных признака: расстояние до центра и острота вершины. Показан пример, на котором поиск глобального минимума приводит к срыву сопровождения, а применение разработанной процедуры позволяет выбрать минимум критериальной функции, соответствующий положению сопровождаемого объекта.

Литература

1. Dutta A. et al. Vision Tracking: A Survey of the State-of-the-Art // SN Computer Science. 2020. Т. 1. №. 1 Ст. 57. 19 с.
2. Yao R. et al. Video object segmentation and tracking: A survey // arXiv. 2019. Т. 1. № 1. Ст. 1. 36 с.
3. Walia G. S., Kapoor R. Recent advances on multicue object tracking: a survey // Artificial Intelligence Review. 2016. Т. 46. №. 1. С. 1-39.
4. Yilmaz A., Javed O., Shah M. Object tracking: A survey // ACM computing surveys (CSUR). 2006. Т. 38. №. 4. Ст. 13. 45 с.
5. Алпатов Б.А., Бабаян П.В., Балашов О.Е., Степашкин А.И. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление. М.: Радиотехника, 2008. 176 с.
6. Алпатов Б.А., Селяев А.А. Алгоритм оценки местоположения объекта на двумерном изображении // Изв. вузов. Приборостроение. 1988. № 5. С. 3-5.
7. Можейко В.И., Обухова Н.А., Тимофеев Б.С., Фисенко В.Т., Фисенко Т.Ю. Телевизионные методы сопровождения объектов в сложных условиях наблюдения // Изв. вузов. Приборостроение. 2009. Т. 52. № 8. С. 20-29.

PROCEDURE FOR ANALYSIS OF MINIMA OF CRITERION FUNCTION FOR OBJECT TRACKING IN VIDEO

Babayan P.V.[1], Skonnikov P.N.[2], Trofimov D.V.[2]

[1]Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin
[2]RIF Corporation

The general principles used in object tracking algorithms are considered. The problem of choosing the local minimum of the criterion function is described. To choose a local minimum, it is proposed to use three features: the criterion function value at the minimum point, the difference between the minimum and average values of the criterion function, and the distance to the central element. A procedure for combining these features for choosing the minimum is proposed. An example of a criterion function demonstrating the proposed procedure effectiveness is shown.

СЕКЦИЯ № 8. НЕЙРОКОМПЬЮТЕРНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АУГМЕНТАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ СОВМЕСТНО С РЕАЛИЗАЦИЕЙ ДВАЖДЫ СТОХАСТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ КАЧЕСТВА РАБОТЫ АЛГОРИТМОВ РАСПОЗНАВАНИЯ НА ОСНОВЕ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

к.т.н. Андриянов Н.А.[1,2], доц. Дементьев В.Е.[1], проф. Васильев К.К.[1]

[1]Ульяновский государственный технический университет
[2]АО «НПП Исток» им. Шокина»

В статье предлагаются методы повышения эффективности распознавания образов на изображениях с помощью сверточных нейронных сетей в условиях недостаточности эталонных изображений. Предложено использовать различного рода преобразования изображений для генерации новых и увеличения обучающей выборки. В частности, предложены методы масштабирования, добавления шума, размытия и др. Помимо стандартных преобразований изображений, предполагается увеличение базы данных за счет представления эталонов с помощью дважды стохастической модели. Сравниваются результаты распознавания для двух сверточных нейронных сетей, отличающихся лишь числом нейронов, при разных исходных данных. Показано, что наивысшую точность распознавания обеспечивает сеть, обученная на большом числе аугментаций в сочетании с изображениями, сгенерированными дважды стохастической моделью.

Одной из главных проблем при решении с помощью нейронных сетей различных прикладных задач технического зрения, связанных с обнаружением и распознаванием разного рода объектов [1,2], является проблема недостатка исходных данных. Как правило, в таком случае одним из выходов является искусственное увеличение количества исходных данных или аугментация [3,4]. В частности, в работе [3] для получения новых эталонных изображений к исходным данным применяются следующие преобразования: отражение, поворот на 90 градусов, отражение, изменение контрастности, добавление гауссовского шума, размытие в движении, медианное размытие, размытие, сдвиг, масштабирование, поворот, оптическое искажение, искажение сетки, кусочно-аффинное отображение, эквалайзинг CLAHE, изменение резкости, тиснение, изменение яркости, изменение параметров HSV (тон, насыщенность, значение). Однако несмотря на обширный список аугментаций, существует возможность получения еще большего числа данных, подобных эталонам, посредством применения математических моделей изображений. Рассмотрим подробнее применение дважды стохастической модели случайных полей [5-7] для генерации изображений.

Оценивание параметров дважды стохастической модели выполнялось в скользящем окне с учетом аппроксимации основной модели с помощью модели с кратными корнями характеристических уравнений [8] по формулам [9]

$$m_{z(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})} = \frac{1}{N\times N}\sum_{l=i}^{i+N-1}\sum_{k=j}^{j+N-1} X_{lk}, \quad \sigma^2_{z(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})} = \frac{1}{N\times N-1}\sum_{l=i}^{i+N-1}\sum_{k=j}^{j+N-1}(X_{lk}-m_{zlk})^2,$$

$$\rho_{x(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})} = \frac{1-\sqrt{1-\left(\frac{\sum_{l=i}^{i+N-2}\sum_{k=j}^{j+N-1}(X_{lk}-m_{zlk})(X_{(l+1)k}-m_{z(l+1)k})}{(N-1)\times N\times\sigma^2_{z(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})}}\right)^2}}{\frac{\sum_{l=i}^{i+N-2}\sum_{k=j}^{j+N-1}(X_{lk}-m_{zlk})(X_{(l+1)k}-m_{z(l+1)k})}{(N-1)\times N\times\sigma^2_{z(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})}}}, \quad (1)$$

$$\rho_{y(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})} = \frac{1-\sqrt{1-\left(\frac{\sum_{l=i}^{i+N-1}\sum_{k=j}^{j+N-2}(X_{lk}-m_{zlk})(X_{l(k+1)}-m_{zl(k+1)})}{(N-1)\times N\times\sigma^2_{z(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})}}\right)^2}}{\frac{\sum_{l=i}^{i+N-1}\sum_{k=j}^{j+N-2}(X_{lk}-m_{zlk})(X_{l(k+1)}-m_{zl(k+1)})}{(N-1)\times N\times\sigma^2_{z(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})}}}$$

Здесь N - размер стороны скользящего окна, X - поле значений яркости изображения в одном из цветовых каналов, m_{zlk} - поле средних значений яркости в модели, σ^2_{zlk} - поле значений дисперсий яркости в модели, ρ_{xlk}, ρ_{ylk} - поля корреляционных параметров по строке и по столбцу в модели.

На рисунке 1 представлен пример применения описанных преобразований к изображению. Кроме того, в последней строчке рисунка 1 показаны различные сочетания используемых преобразований. Из рисунка 1 видно, что из одного изображения удается получить множество «искусственно созданных» кадров. Следует отметить, что сами аугментации задаются с некоторой вероятностью. Для обучения нейронных сетей были использованы аугментации, для которых с вероятностью p1=0,5 совершались отражение и поворот на 90 градусов, а вероятность других трансформаций выполнялась с вероятностью p2=0,15. При этом такие параметры, как размытие или искажение, были взаимоисключающими. Формирование изображений на базе дважды стохастической модели происходило путем оценивания полей параметров по реальному изображению в соответствии с (1) и их подстановкой в модель.

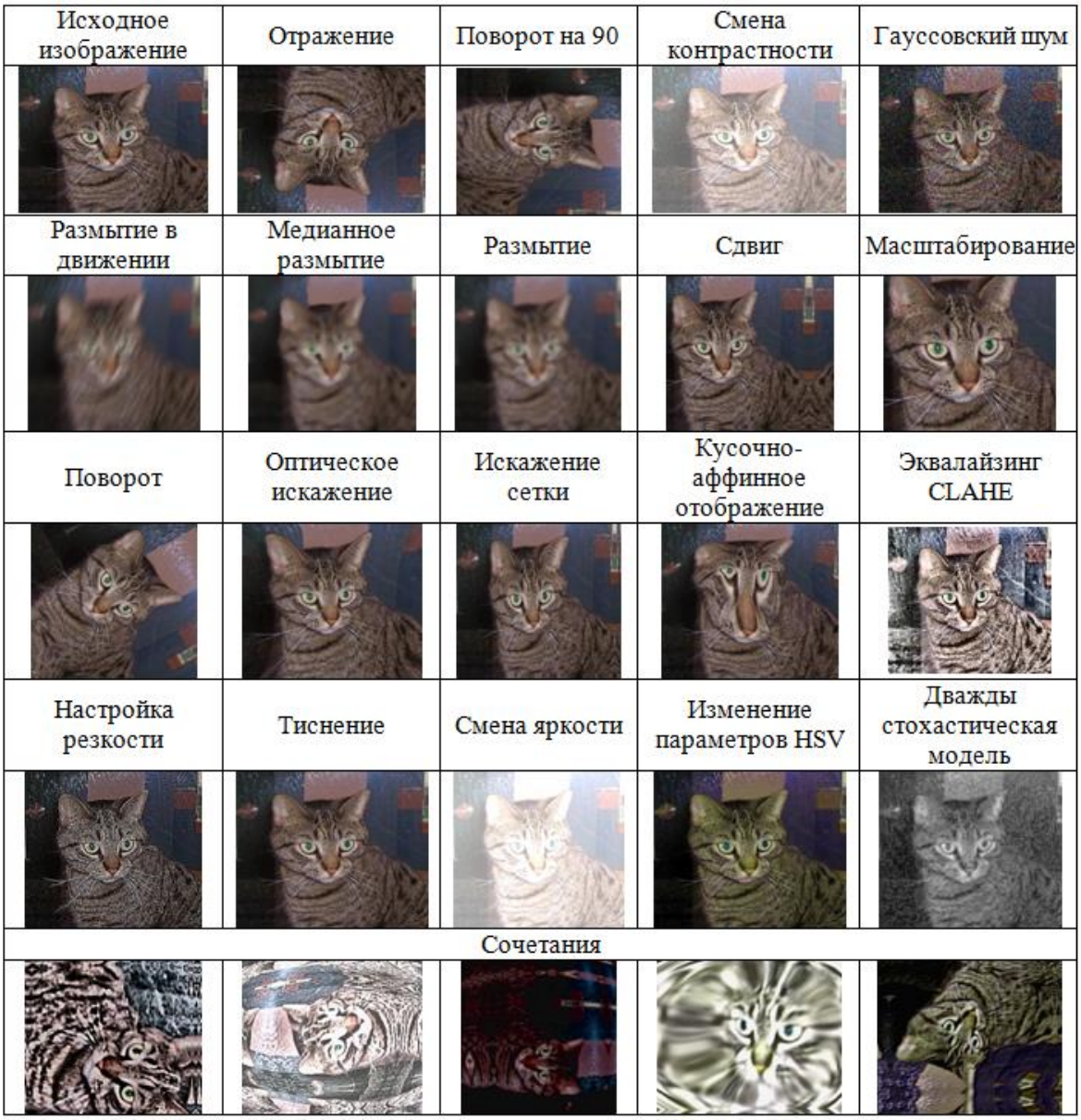


Рисунок 1. Аугментация изображений

Рассмотрим использование аугментаций, представленных на рисунке 1, для распознавания кошек и собак на изображениях. Исходная база содержала по 50 изображений кошек и собак, которые были взяты из базы данных соревнований «Cats vs Dogs» на Kaggle [10]. Для обучающей выборки были отобраны по 35 изображений кошек и собак (выборка №1). Соответственно в состав выборки для проверки сети вошли 15

оставшихся изображений. Затем с помощью аугментации и дважды стохастической модели были созданы дополнительные обучающие выборки следующих типов: с 2 аугментациями каждого изображения (выборка №2), с 5 аугментациями (выборка №3), с 10 аугментациями (выборка №4), с 10 стандартными аугментациями и 3 аугментациями на базе дважды стохастической модели (выборка №5). Также использовались 2 типа сетей: свёрточная сеть с 2 слоями по 32 нейрона (сеть А) и свёрточная сеть с 2 слоями по 64 нейрона и 2 слоями по 32 нейрона (сеть Б). Таким образом, все модели могут быть описаны символьным сочетанием вида А1,А2,…,Б4,Б5. Обучение выполнялось на основе градиентного спуска и в течение 300 эпох. В таблице 1 представлены характеристики работы обученных нейронных сетей.

Таблица 1.

Точность распознавания при использовании различных аугментаций

Сеть	А1	А2	А3	А4	А5	Б1	Б2	Б3	Б4	Б5
Точность на обучаемой выборке	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Точность на проверочной выборке	0.643	0.548	0.518	0.705	0.792*	0.571	0.560	0.500	0.656	0.771

Анализ таблицы 1 показывает, что при небольшом числе аугментаций ухудшалось качество распознавания, однако увеличение объема выборки в 11 раз (по 10 аугментаций плюс исходные изображения) позволило повысить точность распознавания на 10-15%. Еще большее увеличение (до 25-35%) было получено при добавлении в исходную выборку изображений, сгенерированных дважды стохастической моделью. При этом по 100% точности на обучающей выборке можно сказать, что реализованные сети явно были переобучены, и возможным вариантом еще большего повышения качества является уменьшение числа эпох. Ещё одним интересным фактом является то, что более простая нейронная сеть обеспечивает лучшие результаты по сравнению с сетью с большим числом нейронов. Это также объясняется незначительными объемами исходных данных, на основе которых такое большое число связей в модели является избыточным.

Таким образом, проведенные исследования показали, что можно значительно повысить точность распознавания на маленьком объеме исходных данных путем применения аугментаций. Более того, аугментации с помощью дважды стохастической модели случайных полей также целесообразны, как и стандартные преобразования для изображений.

Работа выполнена при поддержке Гранта РФФИ, Проект № 19-29-09048 м_к, и Гранта РФФИ и Правительства Ульяновской области, Проект № 19-47-730011 р_а.

Литература

1. Krizhevsky A, Sutskever I, Hinton GE. ImageNet classifcation with deep convolutional neural networks. Adv Neural Inf Process Syst. 2012;25:1106–14.
2. Kaiming H, Xiangyu Z, Shaoqing R, Jian S. Deep residual learning for image recognition. In: CVPR, 2016.
3. Buslaev, Alexander & Parinov, Alex & Khvedchenya, Eugene & Iglovikov, Vladimir & Kalinin, Alexandr. (2018). Albumentations: fast and flexible image augmentations. arXiv:1809.06839v1 [cs.CV] 18 Sep 2018
4. Акимов, А.В. Модели и алгоритмы искусственного размножения данных для обучения алгоритмов распознавания лиц методом Виолы–Джонса / А.В. Акимов, А.А. Сирота // Компьютерная оптика. – 2016. – Т. 40, № 6. – С. 911-918. – DOI: 10.18287/2412-6179-2016-40-6-911-918.
5. K. Vasiliev, V. Dementiev and N. Andriyanov Representation and processing of multispectral satellite images and sequences // Procedia Computer Science 126 (2018), p. 49-58. doi.org/10.1016/j.procs.2018.07.208 eid: 2-s2.0-85056672834
6. Andriyanov N. A., Dementiev V. E. Developing and studying the algorithm for segmentation of simple images using detectors based on doubly stochastic random fields // Pattern Recognition and Image Analysis. January 2019. V. 29(1). - P. 1-9. DOI: 10.1134/S105466181901005X

7. Andriyanov N. A., Dementiev V. E., Vasiliev K.K. Developing a filtering algorithm for doubly stochastic images based on models with multiple roots of characteristic equations // Pattern Recognition and Image Analysis. January 2019. V. 29(1). - P. 10-20. DOI: 10.1134/S1054661819010048
8. Vasil'ev K.K., Andriyanov N.A. (2020) Image Representation and Processing Using Autoregressive Random Fields with Multiple Roots of Characteristic Equations. In: Favorskaya M., Jain L. (eds) Computer Vision in Advanced Control Systems-5. Intelligent Systems Reference Library, vol 175. Springer, Cham, p. 11-52. DOI https://doi.org/10.1007/978-3-030-33795-7_2
9. Vasiliev K. K., Andriyanov N. A. Synthesis and analysis of doubly stochastic models of images// 2nd International Workshop on Radio Electronics and Information Technologies, REIT 2017; Yekaterinburg; Russian Federation; 15 November 2017. CEUR Workshop Proceedings, Volume 2005, 2017, Pages 145-154
10. https://www.kaggle.com/c/dogs-vs-cats

USING OF IMAGE ABLUMENTATION METHODS AND DOUBLY STOCHASTIC MODEL IMPLEMENTATION FOR IMPROVING RECOGNITION ACCURACY IN CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS

Nikita Andriyanov[1,2], Vitaly Dementiev[1], Konstantin Vasiliev[1]

[1]Ulyanovsk State Technical University
[2]JSC «RPC «Istok» named after Shokin»

The text describes methods for improving pattern recognition accuracy on images by convolutional neural networks in case of low number of pattern images. It is supposed to use different types of image transformation to create new images similar to patterns. Examples of such an ablumentations are scale, additive Gaussian noise, blur and etc. In addition to standard transformations it is also suggested to use doubly stochastic model implementations for increasing patterns database. Furthermore the text provides results of comparing of recognition by two neural networks with different number of neurons in case of training the network at different databases with ablumentations. It is shown that best results are provided by network trained at big number of ablumented images and used doubly stochastic model patterns.

_____ ◆ _____

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ РАЗЛИЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРИ РАСПОЗНАВАНИИ ПРЕДМЕТОВ ОДЕЖДЫ

к.т.н. Андриянов Н.А.[1,2]

[1]Ульяновский государственный технический университет
[2]АО «НПП Исток» им. Шокина»

В работе проведено исследование точности работы нейронных сетей, обученных при различных параметрах модели нейронной сети, для стандартного набора данных MNIST, содержащего 70 000 изображений предметов одежды, относящихся к 10 классам. В частности, исследовано влияние количества нейронов и числа слоев на точность распознавания, а также получены зависимости от таких показателей, как число эпох обучения, алгоритм оптимизации. Кроме того, для выбора алгоритмов оптимизации был выполнен краткий обзор существующих решений. По результатам исследований выяснено, что наилучшие оценки на используемой базе данных показал алгоритм оптимизации ADAM при наибольшем числе эпох обучения и самой сложной по структуре сети. При этом наименьшую точность обеспечил метод оптимизации на основе простого градиентного спуска.

Последние несколько лет характеризуются интенсивными исследованиями в области обработки изображений. Для решения задач описания и представления изображений, а также их фильтрации хорошо

себя зарекомендовало применение математических моделей случайных полей [1-3]. Однако применение таких математических моделей для решения задачи распознавания весьма затруднительно [4,5], и может быть целесообразно только в случае сочетания с другими методами распознавания. Вместе с тем в задачах распознавания особую популярность набирают нейросетевые алгоритмы [6,7], обеспечивающие во многих случаях высокую точность. К сожалению, нейронные сети на сегодня еще недостаточно изучены, но общая тенденция их развития такова, что они работают под конкретную задачу. При этом точность их работы зависит от обрабатываемого набора данных. Помимо этого важного параметра, весовые коэффициенты обученной нейронной сети также зависят от самой модели обучения.

Рассмотрим некоторые из них. Наиболее простым и понятным параметром выступает количество эпох обучения. Затем идет структура сети, в простейшем случае описываемая числом слоев и числом нейронов на каждом слое. Одним из важнейших параметров для обучения является метод оптимизации. Его смысл заключается в том, чтобы подогнать по некоторому критерию веса модели таким образом, чтобы она давала наилучший результат. В данной работе для сравнения были выбраны 3 метода оптимизации:

1) Простой градиентный спуск (SGD): итерационный метод оптимизации целевой функции с подходящими свойствами гладкости (например, дифференцируемыми или субдифференцируемыми). Это можно рассматривать как стохастическую аппроксимацию оптимизации градиентного спуска, поскольку она заменяет фактический градиент (рассчитанный по всему набору данных) его оценкой (рассчитанной по случайно выбранному подмножеству данных) [8].

2) Метод на базе среднеквадратичного распространения (RMSProp): также метод, в котором скорость обучения адаптируется для каждого из параметров. Идея состоит в том, чтобы разделить скорость обучения для веса на скользящее среднее значение последних градиентов для этого веса [9].

3) Адаптивная оценка момента (ADAM): обновленный оптимизатор RMSProp. В этом алгоритме оптимизации используются скользящие средние как градиентов, так и вторых моментов градиентов [10]. ADAM - это алгоритм оптимизации адаптивной скорости обучения, разработанный специально для обучения глубоких нейронных сетей.

Существуют и другие методы оптимизации, однако в данной работе с учетом вычислительных и временных затрат на обучение нейронных сетей ограничимся представленными тремя. Исходя из проведенного выше краткого исторического развития указанных методов, ожидается, что алгоритм SGD приведет к худшим результатам, алгоритм RMSProp – к средним, а ADAM – к лучшим.

Исследование выполним на стандартном наборе данных MNIST, который содержит предметы одежды, относящиеся к 10 классам: футболка / топ; брюки; пуловер; платье; пальто; сандалии; рубашка; кроссовки; сумка; ботильоны. Всего из базы берется 70 000 изображений размером 28x28 пикселей. Для всех нейронных сетей исходный набор данных для обучения и тестирования был поделен в соотношении 60 000 к 10 000. Обучение и проверка сетей выполнялась на языке Python с использованием Keras и GPU. На рисунке 1 представлена модель нейронной сети в общем виде в качестве кода на Python. Здесь N1 – число выходов первого скрытого слоя (число нейронов), N2 – число выходов второго скрытого слоя, если он присутствует.

```
model = keras.Sequential([
    keras.layers.Flatten(input_shape=(28, 28)),
    keras.layers.Dense(N1, activation=tf.nn.relu),
    #keras.layers.Dense(N2, activation=tf.nn.relu),
    keras.layers.Dense(10, activation=tf.nn.softmax)
])
```

Рисунок 1. Базовая модель нейронной сети

Из рисунка 1 видно, что на скрытых слоях применяется функция активации relu, являющаяся стандартной пороговой функцией, а на выходном слое применяется чуть более сложная пороговая функция softmax. Её применение обосновано тем фактом, что в данной задаче классификация не является бинарной.

Подгонка моделей осуществлялась также при разных методах оптимизации и разном числе эпох. В таблицах 1–3 представлены значения точности распознавания для алгоритмов SGD, RMSProp и ADAM соответственно.

Таблица 1.

Распознавание с оптимизацией SGD

Нейроны\Эпохи	1	5	10	20
16	0.7717	0.8365	0.8457	0.855
64	0.8	0.8379	0.8544	0.8674
128	0.7971	0.8426	0.8521	0.8635
2*128	0.81	0.838	0.8653	0.8725

Таблица 2.

Распознавание с оптимизацией RMSProp

Нейроны\Эпохи	1	5	10	20
16	0.8286	0.8579	0.8605	0.8583
64	0.8326	0.871	0.8671	0.871
128	0.8556	0.858	0.8706	0.8721
2*128	0.8451	0.858	0.8799	0.875

Таблица 3.

Распознавание с оптимизацией ADAM

Нейроны\Эпохи	1	5	10	20
16	0.8245	0.848	0.8579	0.863
64	0.8437	0.873	0.8801	0.8787
128	0.8364	0.8713	0.8827	0.8875
2*128	0.8443	0.872	0.882	0.8906

Анализ представленных результатов позволяет сделать вывод, что наилучшую точность распознавания обеспечивает нейронная сеть, обученная с использованием оптимизации ADAM. Также можно выделить следующие тенденции увеличения точности: увеличение числа эпох обучения (не во всех случаях), увеличение числа нейронов и слоев (не во всех случаях). Например, для алгоритма RMSProp лучший результат показала двухслойная сеть, обученная в течение 10 эпох. Таким образом, теоретическое ожидание того, что лучшие оценки будут у оптимизатора ADAM совпали с результатами проведенного эксперимента.

На рисунке 2 представлен пример обработки данных на основе однослойной сети, состоящей из 16 нейронов и обучавшейся в течение 1 эпохи с алгоритмом оптимизации RMSProp.

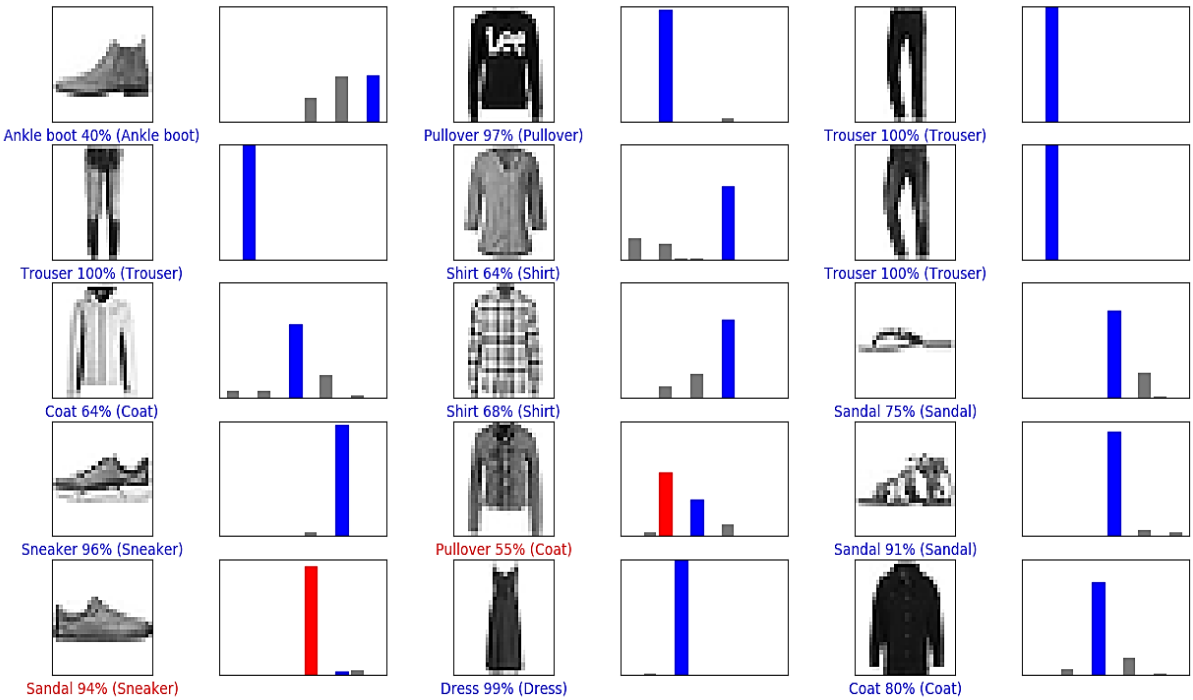


Рисунок 2. Пример распознавания предметов одежды

Из рисунка 2 видно, что нейронная сеть определяет вероятность принадлежности к каждому классу и выдает тот класс, у которого эта вероятность имеет максимальное значение. Справа от каждого изображения представлены данные вероятности, более детально которые можно рассмотреть на рисунке 3 на примере первого изображения.

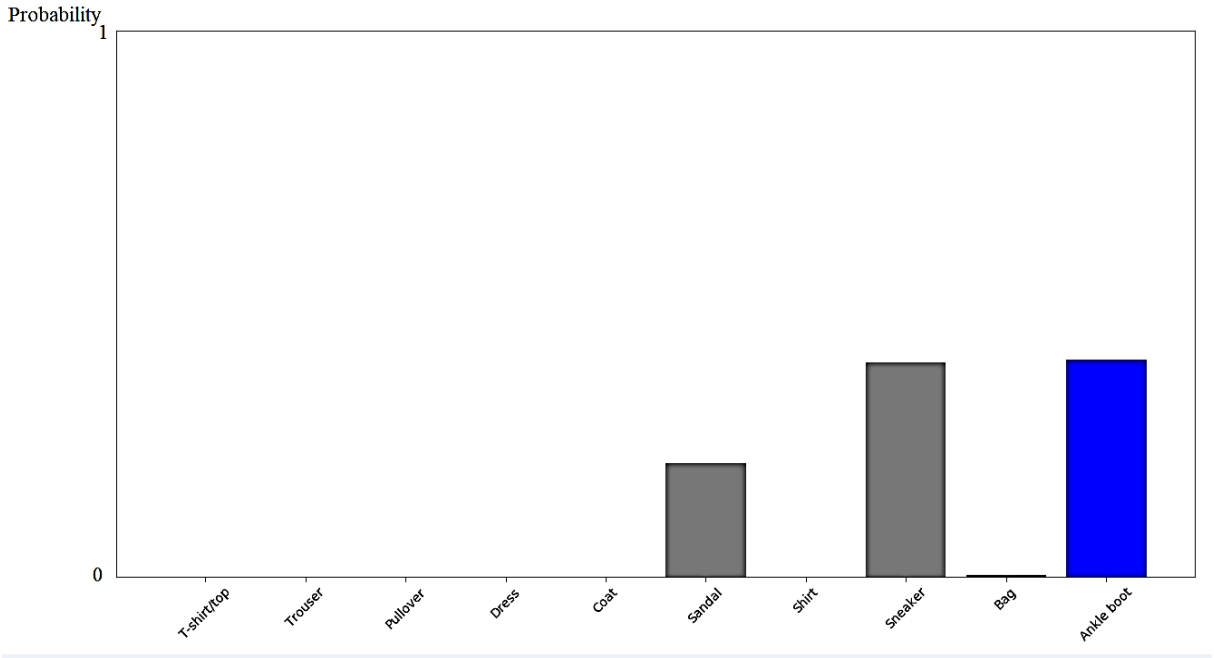


Рисунок 3. Распределение вероятностей принадлежности к определенному классу

Анализ рисунка показывает, что вероятность для ботильонов и кроссовок примерно равна, однако некоторое преимущество всё же за первыми. Ещё одним вариантом у сети были сандалии, набравшие примерно в 2 раза меньше двух первых категорий.

Наконец, проверим, насколько можно улучшить результаты, если на основе таблиц 1–3 выбрать лучшие направления по увеличению точности. Для этого в течение 100 эпох была обучена нейронная сеть с оптимизацией ADAM. Модель сети представлена на рисунке 4.

```
keras.layers.Flatten(input_shape=(28, 28)),
keras.layers.Dense(1024, activation=tf.nn.relu),
keras.layers.Dense(512, activation=tf.nn.relu),
keras.layers.Dense(256, activation=tf.nn.relu),
keras.layers.Dense(128, activation=tf.nn.relu),
keras.layers.Dense(64, activation=tf.nn.relu),
keras.layers.Dense(10, activation=tf.nn.softmax)
```

Рисунок 4. Улучшенная нейронная сеть

Для сети, представленной на рисунке 4, значение вероятности правильного распознавания составило p=0.8923. Этот результат лишь на 0,17% выше, чем у лучшей сети из ранее обученных.

Таким образом, выполнен сравнительный анализ алгоритмов оптимизации SGD, RMSProp и ADAM. Последний обеспечил наилучшие результаты. Кроме того, установлена тенденция к увеличению вероятности правильного распознавания с увеличением числа эпох обучения, а также числа слоев и нейронов в сети. В целом можно сделать вывод, что обучение нейронных сетей остается интересной научной задачей.

Работа выполнена при поддержке Гранта РФФИ и Правительства Ульяновской области, Проект № 19-47-730011 р_а.

Литература

1. Андриянов Н.А., Васильев К.К., Дементьев В.Е. Дважды стохастические последовательности изображений // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2016. Т. 6. № 2. С. 295-297.
2. Андриянов Н.А., Васильев К.К., Дементьев В.Е. Эффективность подгонки математических моделей под реальные изображения // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2017. Т. 7. № 3. С. 285-288
3. Andriyanov N.A., Dementiev V.E., Vasiliev K.K. Developing a filtering algorithm for doubly stochastic images based on models with multiple roots of characteristic equations // Pattern Recognition and Image Analysis (Advances in Mathematical Theory and Applications). 2019. V. 29. № 1. P. 10-20.
4. Andriyanov N. A., Dementiev V. E. Developing and studying the algorithm for segmentation of simple images using detectors based on doubly stochastic random fields // Pattern Recognition and Image Analysis. January 2019. V. 29(1). - P. 1-9. DOI: 10.1134/S105466181901005X
5. Васильев К.К., Дементьев В.Е., Андриянов Н.А. Исследование точности обнаружения и распознавания сигналов простейших геометрических форм на фоне дважды стохастической модели // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2015. № 6 (23). С. 67-71.
6. Schmidhuber, J. (2015). "Deep Learning in Neural Networks: An Overview". Neural Networks. 61: 85–117. arXiv:1404.7828.
7. Ciresan, Dan, Ueli Meier, Jonathan Masci, Luca M. Gambardella, and Jurgen Schmidhuber. 2011. “Flexible, High Performance Convolutional Neural Networks for Image Classification.” Proceedings of the Twenty-Second International Joint Conference on Artificial Intelligence-Volume Two: 1237–1242. Retrieved 17 November 2013.
8. Bottou, Léon; Bousquet, Olivier (2012). "The Tradeoffs of Large Scale Learning". In Sra, Suvrit; Nowozin, Sebastian; Wright, Stephen J. (eds.). Optimization for Machine Learning. Cambridge: MIT Press. pp. 351–368. ISBN 978-0-262-01646-9.
9. Adagrad: Duchi, J., Hazan, E., & Singer, Y. (2011). Adaptive Subgradient Methods for Online Learning and Stochastic Optimization. Journal of Machine Learning Research, 12, 2121–2159.
10. Diederik P. Kingma and Jimmy Lei Ba. Adam : A method for stochastic optimization. 2014. arXiv:1412.6980v9

COMPARATIVE ANALYSIS OF VARIOUS NEURAL NETWORKS PERFORMANCE IN RECOGNITION OF CLOTHING ITEMS

Nikita Andriyanov[1,2]

[1]Ulyanovsk State Technical University
[2]JSC «RPC «Istok» named after Shokin»

The text describes the study of the accuracy of neural networks trained with various parameters of the neural network model for the standard MNIST data set containing 70,000 images of clothing items belonging to 10 classes. In particular, the influence of the number of neurons and the number of layers on the recognition accuracy was studied, and dependences on indicators such as the number of training epochs and the optimization algorithm were obtained. In addition, a brief overview of existing solutions was performed to select optimization algorithms. According to the research results, it was found that the best estimates on the database used were shown by the ADAM optimization algorithm with the largest number of training epochs and the most complex network structure. At the same time, the least accuracy was provided by the optimization method based on simple gradient descent.

РЕАЛИЗАЦИЯ НЕЙРОННОЙ СЕТИ LSTM НА ПРОЦЕССОРЕ 1879ВМ6Я

студ. Жолондковский В.В.[1,2], инж. Ландышев С.В.[2],
доц. Бочаров Ю.И.[1], асс. Бутузов В.А.[1]

[1] Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»,
[2] ЗАО НТЦ «Модуль»

Работа посвящена анализу особенностей реализации рекуррентной нейронной сети LSTM на процессоре 1879ВМ6Я с учетом архитектуры и ресурсов процессора, оценке его производительности при выполнении базовых операций. Эффективность применения процессора 1879ВМ6Я в качестве аппаратной платформы для реализации сети LSTM оценена на примере решения типовой задачи классификации – определения принадлежности текста к одному из 18 языков. Проведено сравнение времени выполнения базовых операций алгоритма LSTM на скалярном и тензорном ядре на нескольких этапах оптимизации. Показана высокая эффективность аппаратного ускорения вычислений на векторно-матричном ядре относительно скалярного.

Введение

В настоящее время уже существуют технологии, позволяющие техническими средствами выполнять задачи, традиционно являющиеся человеческой прерогативой. Например, нейронные сети, являющиеся особым классом искусственного интеллекта. Они позволяют решать различные задачи в условиях неопределенности и поэтому находят широкое применение в самых разных областях.

Несмотря на то, что первые модели нейронных сетей появились достаточно давно (персептрон разработан в 1960 году, а когнитрон в 1975 году), специализированные аппаратные средства для выполнения задач искусственного интеллекта стали применять сравнительно недавно, после появления гибко программируемых многоядерных вычислителей, исходно проектировавшихся как графические процессоры. Сейчас существует довольно развитая инфраструктура аппаратных платформ, реализующих различные типы нейросетевых алгоритмов [1].

Современные нейронные сети требуют больших вычислительных мощностей, как на этапе обучения, так и на этапе выполнения действий, для которых они были обучены (инференса). В качестве аппаратной платформы инференса нейронных сетей желательно иметь возможность использовать не только персональные компьютеры (ПК) и высокопроизводительные серверы, но и встраиваемые модули, поскольку нейронные сети имеют множество применений в устройствах с ограниченными габаритными и энергетическими ресурсами, включая системы компьютерного зрения и распознавания объектов в составе робототехнических комплексов и малоразмерных автономных подвижных средств.

Одним из видов искусственных нейронных сетей являются рекуррентные нейронные сети. В отличие от широко применяемых нейронных сетей прямого распространения, имеющих существенный недостаток, связанный с тем, что все их связи направлены строго от входных нейронов к выходным, рекуррентные нейронные сети имеют скрытые слои, которые передают часть выходной информации обратно на входы. Этот механизм обратной связи позволяет при выполнении прогнозов, классификации и решении других задач учитывать предшествующую информацию.

Одним из видов рекуррентных сетей, который нашел широкое применение при решении задач классификации и экстраполяции, является нейронная сеть, получившая название «долгая краткосрочная память» (Long Short-Term Memory, LSTM).

Предложенный в 1997 году алгоритм LSTM [2] сейчас – один из типовых методов реализации рекуррентных нейронных сетей на персональных компьютерах. Он может выполняться с использованием многих программных пакетов, таких, например, как Pytorch, Tensorflow и Keras, относящихся к наиболее широко используемым инструментальным средствам реализации нейронных сетей на ПК.

Наряду с такой универсальной вычислительной платформой, как персональный компьютер, существуют также специализированные аппаратные платформы, например, встраиваемые модули на базе СБИС процессоров и систем на кристалле, содержащие средства поддержки алгоритмов, используемых в нейросетях. Потребность в использовании таких решений, продиктована постоянно расширяющейся сферой внедрения элементов искусственного интеллекта, в том числе в такие области, где к аппаратным средствам предъявляется набор особых требований, таких как низкое энергопотребление, долговременная

автономность работы, а также эффективное выполнение реализуемого алгоритма в конкретной системе с учетом ее особенностей.

Аппаратная платформа для реализации нейронной сети LSTM может быть выполнена на базе процессора цифровой обработки сигналов 1879ВМ6Я, содержащем специальные средства векторно-матричных вычислений [3].

Актуальной задачей является выявление особенностей реализации нейросети LSTM на процессоре 1879ВМ6Я с учетом архитектуры и ресурсов процессора, оценка его производительности при выполнении базовых операций алгоритма LSTM. Этому посвящена настоящая работа.

С целью оценки эффективности применения процессора 1879ВМ6Я в качестве аппаратной платформы для реализации сети LSTM решается типовая задача классификации: определение принадлежности текста из одного слова к одному из 18 языков (европейских и азиатских).

Процессор 1879ВМ6Я

Процессор 1879ВМ6Я (NM6407) представляет собой высокопроизводительную СБИС цифровой обработки сигналов. Архитектура процессора показана на рисунке 1. СБИС содержит два вычислительных ядра – NMPU0 и NMPU1, каждое из которых включает в себя 32/64-разрядный RISC процессор и блок поддержки операций с векторами и матрицами.

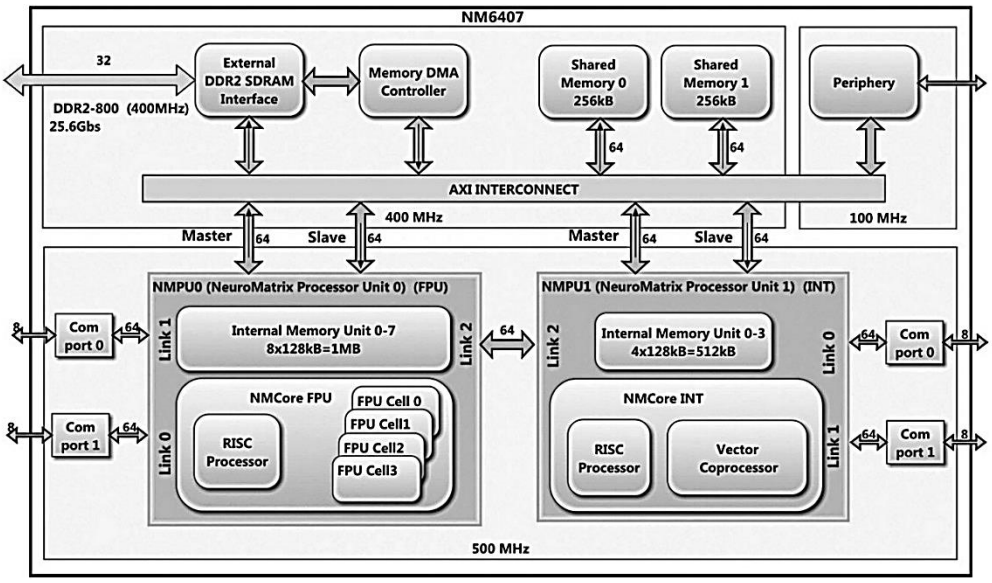


Рисунок 1. Архитектура процессора 1879ВМ6Я (NM6407).

Первое ядро выполняет операции над данными в формате с плавающей точкой. Оно содержит четыре вычислительных ячейки. Каждая ячейка выполняет 8 операций одинарной точности или 2 операции двойной точности в формате плавающей точки за такт. Второе ядро предназначено для выполнения операций над целочисленными данными переменной длины от 2 до 64 бит. Базовая целочисленная операция – матричное умножение. За такт выполняются 2 операции умножения с накоплением для 32-разрядных данных, 4 операции для 16-разрядных данных, 24 операции для 8-разрядных данных. Разрядность данных RISC процессора 32 бита, разрядность команд – 32 и 64 бита. Он обеспечивает выполнение трех скалярных операций за такт. Тактовая частота ядер процессора 1879ВМ6Я – 500 МГц, общий объем встроенной памяти – 16 Мбит, потребляемая мощность – 2,6 Вт.

В комплект программных инструментальных средств для этого микропроцессора входит пакет nmDL, который включает в себя набор специализированного программного обеспечения (ПО), например, пакет DLCL (Deep Learning Compute Library), который позволяет использовать оптимизированные функции базовых математических операций над векторными и матричными примитивами.

Преимущество реализации рекуррентных сетей, в частности, нейросети LSTM на этом микропроцессоре по сравнению с рядом других аппаратных средств, обусловлено возможностью выполнять промежуточные

вычисления с высокой точностью, что обеспечивается поддержкой вычислений с 32-разрядными и 64-разрядными числами с плавающей точкой, в отличие от многих специализированных нейропроцессоров, поддерживающих выполнение операций с плавающей точкой только для 8 битных чисел.

Алгоритм LSTM

На рисунке 2 представлена структура LSTM ячейки [4]. На рисунке показаны X_t – вход данных, h_{t-1} – результат, получившийся на выходе предыдущей ячейки, скрытый слой, C_{t-1} – дополнительный скрытый слой, который нужен для того, чтобы сохранять информацию о данных, содержащихся во всех предыдущих скрытых слоях.

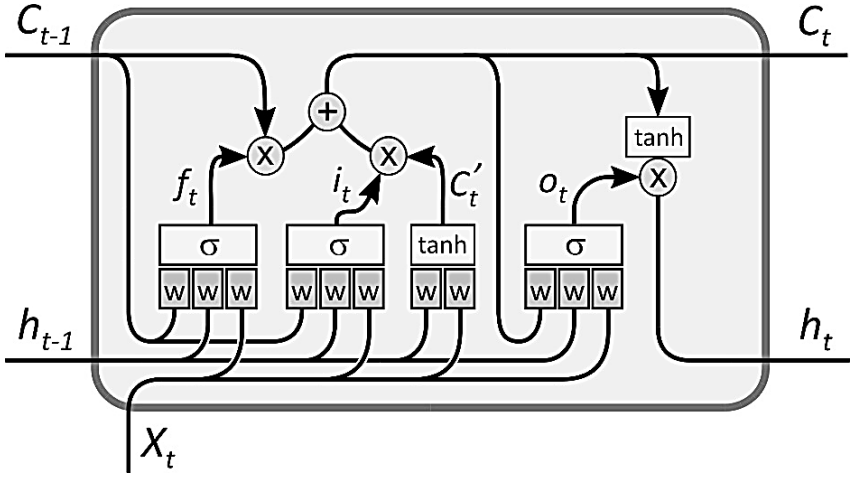


Рисунок 2. Структура LSTM ячейки.

На первом этапе сеть определяет, какую информацию можно забыть и исключить из состояния ячейки. В зависимости от h_{t-1} и x_t ячейка возвращает значение f_t в диапазоне от 0 до 1, где 0 – исключить, а 1 – сохранить без изменений. Активируется функцией сигмоида – σ().

$$f_t = \sigma(W_{xf}\,(x_{t-1}) + W_{hf}(h_{t-1}) + b),$$

где $W = Ax^T + b$ – линейное матричное преобразование над транспонированным вектором *x*.

На следующем этапе происходит выборка информации, которая будет храниться в состоянии ячейки. Она осуществляется в два этапа. На первом этапе сигмоидальный слой входного фильтра определяет, какие значения следует обновить, после чего слой, активируемый функцией гиперболического тангенса, строит вектор c'_t новых значений – кандидатов, которые можно добавить в состояние ячейки:

$$i_t = \sigma(W_{xi}\,(x_{t-1}) + W_{hi}(h_{t-1}) + b),$$

$$c'_t = tanh(W_{xc'}(x_{t-1}) + W_{hc'}(h_{t-1}) + b).$$

Наконец, происходит замена старого состояния ячейки на новое:

$$c_t = f_t \cdot c_{t-1} + i_t \cdot c'_t\,.$$

Создается фильтр, который определяет, какие данные из ячейки нужно подать на выход:

$$o_t = \sigma(W_{xo}\,(x_{t-1}) + W_{ho}(h_{t-1}) + b).$$

Результат умножается на активированное сигмоидой состояние ячейки и, таким образом, на выход подается только требуемая информация:

$$h_t = o_t \cdot \sigma_h(c_t)\,.$$

Данные поступают на вход в виде векторов. Кодирование входной информации может осуществляться произвольным образом, а размерность данных определяется условиями задачи. Размерность векторов скрытых слоев определяются разработчиком по следующим критериям: чем меньше длина вектор-столбца,

тем быстрее производится расчет, но, с другой стороны, больший размер обеспечивает более высокую точность при обучении нейронной сети. Размерность выходных данных определяется спецификой поставленной задачи.

В данной работе реализуется классификатор для слова, поэтому на вход сети подается последовательность закодированных символов. После прохождения одной ячейки сети, на вход следующей ячейки подаются данные сформированных скрытых слоев, а также следующий символ в слове. После прохождения всех символов через нейронную сеть на выходе последней ячейки формируется вектор вероятностей принадлежности слова к каждому из заданного множества языков. Результат определяется по максимуму вероятности.

Реализация сети LSTM на процессоре 1879ВМ6Я

Предварительно на персональном компьютере (ПК) была создана при помощи пакета Pytorch двухслойная LSTM сеть, обученная на массиве данных, состоящем из 10 тысяч фамилий. В результате была построена модель классификатора, один слой которой можно представить в виде вычислительного графа, показанного на рисунке 3.

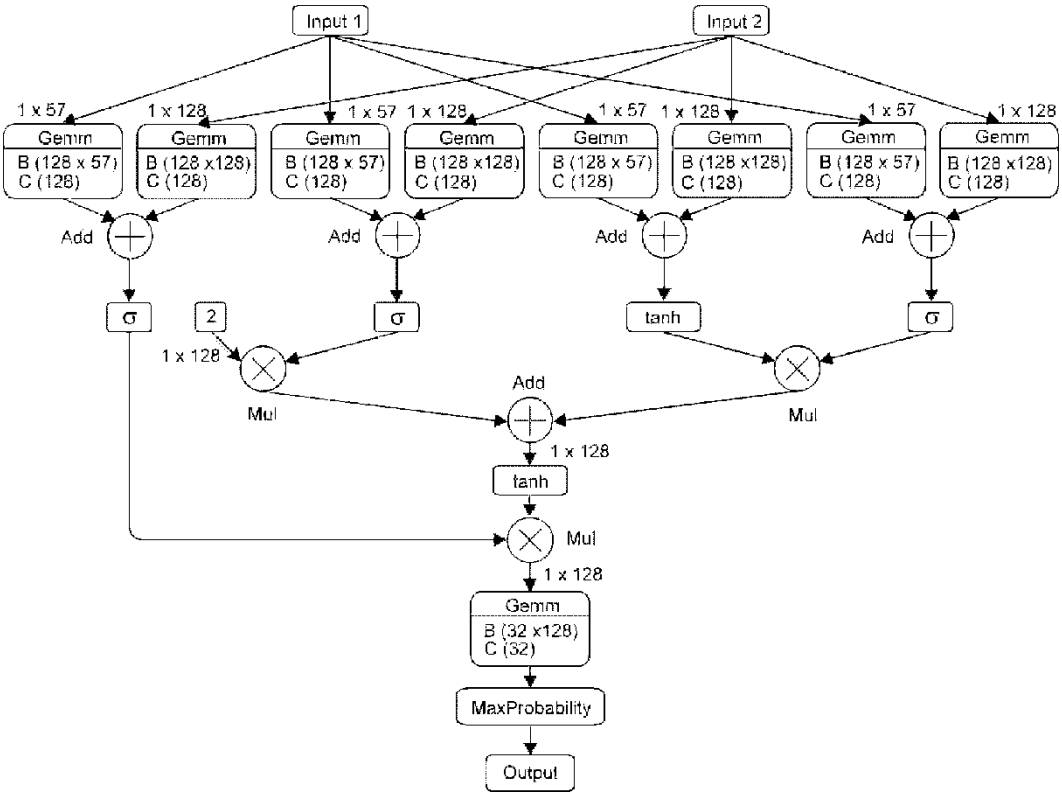


Рисунок 3. Вычислительный граф одного слоя модели классификатора.

Виды операций, представленные на рисунке:

Gemm (General matrix multiplication) – умножение двух матриц;

Add – сложение двух матриц;

σ – применение функции сигмоида для активации слоя;

tanh – применение функции гиперболического тангенса для активации слоя;

Mul – произведение Адамара (поэлементное умножение двух одинаковых матриц);

MaxProbability – вычисление вероятностей и нахождение максимума (функция LogSoftMax).

Сеть реализована на ПК и имеет следующие характеристики:

слой 1 – 57 входных каналов, 128 разрядный скрытый слой, 32 выходных канала;

слой 2 – 32 входных канала, 128 разрядный скрытый слой, 18 выходных каналов;

величина гиперпараметра скорости обучения равна 0.01 для первых 100000 итераций и уменьшена до 0.001 для последующих 50000 итераций во избежание переобучения модели. После обучения был проведен инференс также на ПК.

На рисунке 4 представлена матрица предсказаний. В строках указан язык входных данных (фамилии), столбцы – язык, выбранный сетью. Чем ярче элемент матрицы, тем выше шанс предсказания. Видно, что нейронная сеть хорошо определяет арабский и греческий язык, но путает английский и шотландский, а также корейский и китайский.

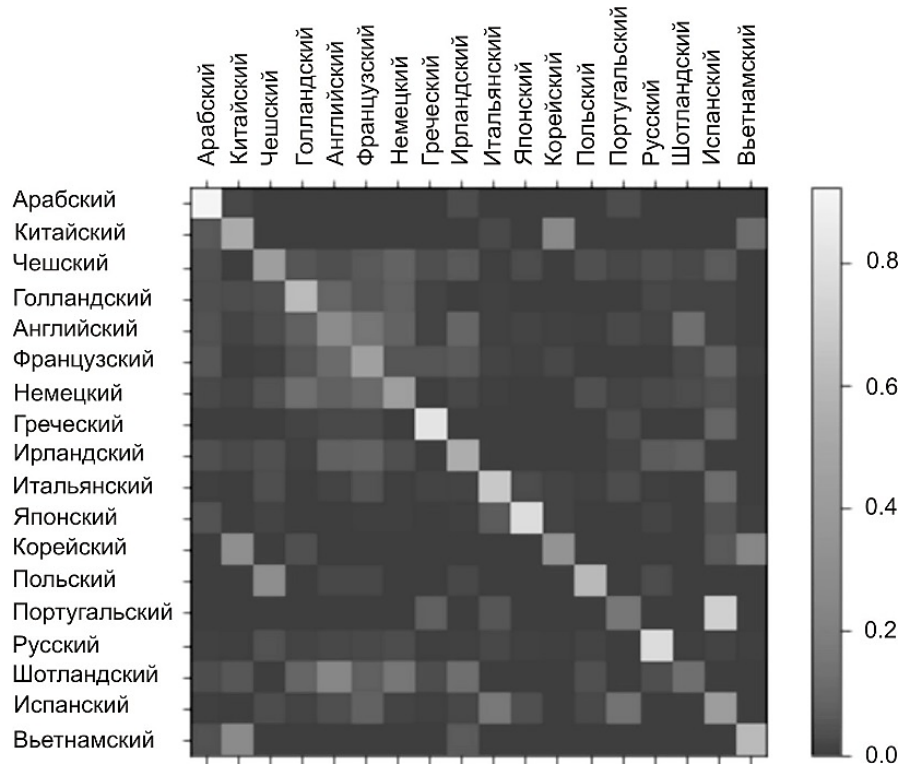


Рисунок 4. Матрица точности предсказаний.

Данные этой модели с использованием протокола ONNX были перенесены на платформу 1879ВМ6Я. Для этого процессора есть библиотеки, позволяющие реализовывать различные математические операции на ядре с плавающей точкой. Вычисления, выполняемые при инференсе в соответствии с алгоритмом LSTM, разбиты на простые операции, которые реализованы с использованием функций из базового пакета библиотеки, разработанной в ЗАО НТЦ «Модуль».

Как было показано выше, определение значений i_t, f_t, c'_t, o_t сводится к паре линейных преобразования вида $Ax^T + b$. С использованием полученных результатов вычисляются несколько произведений Адамара и выполняется еще одно линейное преобразование.

Реализация такого алгоритма на СБИС 1879ВМ6Я оказывается эффективной, поскольку библиотечные функции, написанные на ассемблере данного процессора с учетом его архитектуры, позволяют производить оптимальные вычисления над матрицами с плавающей точкой произвольной размерности, но с тем ограничением, что размер – четное число. Поскольку при умножении матриц добавление столбца или строки, содержащих нули не меняет результат, то фактического ограничения на размерность матриц для этого типа операций нет.

Процесс оптимизации вычислений выполнялся итеративно. Сначала проведены вычисления на скалярном ядре. На первом этапе оптимизации операции умножения матриц и последующего их сложения заменены на базовую для векторно-матричного ядра операцию умножения с накоплением. Следующим этапом стала оптимизация второй по сложности операции – вычисление функций активации. Для вычисления экспонент в функциях активации применен метод интерполяции ближайшего соседа (ступенчатый). Для оценки эффективности на каждом этапе выполнялось профилирование, в частности, определение количества тактов процессора при выполнении операций. Полученные данные представлены в таблице 1. Они позволяют сделать вывод, что на тензорном ядре реализация сети LSTM оказывается существенно более эффективной, чем на скалярном ядре.

Таблица 1.

Время выполнения базовых операций (число тактов процессора с частотой 500 МГц)

Вычислительное ядро	Полный инференс одного символа через двухслойную сеть LSTM, тактов	Умножение с накоплением для матрицы 128x58 и вектора 58x1, тактов	Выполнение функции активации для вектор-столбца 128x1, тактов
Скалярное ядро	3.78E+08	3.15E+06	5.94E+06
Тензорное ядро, первый шаг оптимизации	2.49E+07	8960	5.93E+06
Тензорное ядро, второй шаг оптимизации	2.31E+07	8992	144 000

Заключение

Выявлены особенностей реализации рекуррентной нейросети LSTM на процессоре 1879ВМ6Я с учетом его архитектуры и вычислительных ресурсов. Проведено сравнение времени выполнения базовых операций алгоритма LSTM на скалярном и тензорном ядре на нескольких этапах оптимизации. Показана высокая эффективность аппаратного ускорения вычислений на векторно-матричном ядре относительно скалярного. Предполагается дальнейшая оптимизации вычислений при реализации новых усовершенствованных модификаций сети LSTM и нейросетей других типов.

Литература

1. Руднев В.А. Применение микроконтроллеров для реализации нейронных сетей // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. 2012. № 23. С. 181–183.
2. Hochreiter S., Schmidhuber J. Long short-term memory // Neural computation. 1997. Vol. 9. No. 8. P. 1735–1780.
3. Бирюков А.А., Таранин М.В., Таранин С.В. Процессор 1879ВМ6Я. Реализация глубоких сверточных нейронных сетей // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018. № 4. Т. 8. С. 191–195.
4. Understanding LSTM Networks [Электронный ресурс] // Colah’s blog. Posted 27.08.2015. URL: http://colah.github.io/posts/2015-08-Understanding-LSTMs/ (дата обращения: 15.01.2020).

IMPLEMENTATION OF THE LSTM NEURAL NETWORK ON 1879VM6 PROCESSOR

stud. Zholondkovskiy V.V.[1,2], eng. Landyshev S.V.[2],
ass. prof. Bocharov Y.I.[1], lecturer Butuzov V.A.[1]

[1] National Research Nuclear University «MEPHI»,
[2] Research Centre «Module»

The work is devoted to the analysis of the implementation features of the LSTM recurrent neural network on the 1879VM6 processor considering the architecture and resources of the processor and the assessment its performance in performing basic operations. The efficiency of using the 1879VM6 processor as a hardware platform for implementing the LSTM network is evaluated by solving a typical classification problem – determining whether a text belongs to one of 18 languages. A comparison is made of the execution time of the basic operations of the LSTM algorithm on the scalar and tensor kernels at several stages of optimization. The high efficiency of hardware acceleration of the vector-matrix kernel vs scalar kernel is shown.

АЛГЕБРАИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ПРОГНОЗИРОВАНИЮ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ В НЕЙРОСЕТЕВОМ ЛОГИЧЕСКОМ БАЗИСЕ

доц., к.т.н. Волков А.Г.[1], доц., д.т.н. Гончаренко В.И.[2,3], н.с. Журавлева Н.Г.[2]

[1]Финансовый университет при Правительстве Российской Федерации
[2]Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова Российской академии наук
[3]Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)

Рассматривается задача прогноза технического состояния сложных систем. Для решения такого класса некорректных задач необходима регуляризация путем привлечения дополнительной информации, которая может быть получена либо расширением пространства параметров технического состояния, либо расширением пространства оценок параметров, в том числе характеризующих структуру ряда динамики посредством выявления степени нерегулярности процесса изменения технического состояния. Решение поставленной задачи проводится в два этапа. На первом этапе решается задача синтеза модели пространственной экстраполяции, к которой может быть сведена задача построения прогнозной модели в пространстве оценок параметров технического состояния сложных робототехнических комплексов, заключающаяся в восстановлении неизвестной векторной функции по значениям векторного аргумента. На втором этапе, если разбиение пространства на классы в общем случае определено не полностью, то разбиение уточняется путем привлечения регуляризаторов. Разработанный алгоритм прогнозирования в нейросетевом логическом базисе сочетает в себе преимущество традиционного алгоритма вычисления оценок, а именно универсальность, и такое достоинство нейронных сетей как высокое быстродействие при требуемой достоверности прогноза. Предложенный алгоритм может быть реализован в программно-математическом обеспечении систем прогнозирования технического состояния сложных робототехнических комплексов.

Введение

Для обеспечения эффективности применения сложных технических систем (ТС) по назначению необходимо оценивать и прогнозировать их фактическое техническое состояние. Отсутствие или недостаток априорной информации для выработки достоверного прогноза ТС, размерность пространства состояний системы создают трудности в использовании традиционных методов прогнозирования, приводя к некорректности задачи прогноза.

Известно, что для решения таких некорректных задач необходима регуляризация путем привлечения дополнительной информации, которая может быть получена либо расширением пространства параметров ТС, либо расширением пространства оценок параметров, в том числе характеризующих структуру ряда динамики посредством выявления степени нерегулярности процесса изменения ТС. На множестве моделей прогнозирования, использующих тот или иной вариант регуляризации, может быть синтезировано множество алгоритмов прогнозирования, обладающих разной достоверностью прогноза, значение которой в ряде случаев не удовлетворяет предъявляемым требованиям. Одним из вариантов решения задачи синтеза оптимального по достоверности алгоритма прогнозирования может быть использование алгебраического подхода в пространстве параметров оценок ТС.

Следует отметить, что в случае привлечения дополнительной информации возрастает вычислительная сложность решения, что обуславливает необходимость использование высокопроизводительных ЭВМ и распараллеливания алгоритма решения задачи. Другим направлением является использование нейроускорителей, для применения которых целесообразен перевод алгоритма прогнозирования в нейросетевой логический базис.

Постановка задачи

Алгоритмы, построенные в пространстве оценок, являются формализацией идеи прецедентности или частичной прецедентности [1]. Причем обобщенная близость вектора ТС, предъявленного для распознавания, вычисляется между частями описаний вектора оценок параметров ТС и стандартными описаниями классов ТС в пространстве оценок. В простейшем случае обобщенная близость равна сумме близостей между частями описаний.

С точки зрения причинно-следственной связи информационную матрицу $T_{n,k}^{N}=\left(\tilde{\omega}_n,\tilde{\Omega}_k\right)^N$, на основании которой строится прогноз, можно представить, как объединение множеств объектов (причин) $\left\{\tilde{\omega}_n\right\}$ и классов ТС в последующий момент времени (следствий) $\left\{\tilde{\Omega}_k\right\}$, где N – число прецедентов (частичных прецедентов).

Таким образом, задачу синтеза алгоритма прогнозирования в классе подобных моделей сформулируем следующим образом:

Дано:

1) таблица $T_{n,k}^{N}=\left(\tilde{\omega}_n,\tilde{\Omega}_k\right)^N$, на основании которой строится прогноз, как объединение множеств объектов (причин) $\left\{\tilde{\omega}_n\right\}$ и классов ТС в последующий момент времени (следствий) $\left\{\tilde{\Omega}_k\right\}$;

2) множество допустимых структур прогнозной модели $S=\left\{s_l\right\}, l=1...L.$;

3) множество допустимых значений параметров прогнозной модели $P=\left\{p_k\right\}, k=1...K$;

4) период основания прогноза – τ;

5) требуемая длительность процедуры прогнозирования t_{mp};

6) максимально допустимая погрешность прогноза на этапе обучения Δ_{mp};

7) требуемая достоверность прогноза на этапе верификации модели прогнозирования D_{mp}.

Найти:

1. Прогнозную модель *F*, характеризуемую структурой *S* и множеством параметров *P*, и алгоритм прогнозирования А, реализующий отображение множества объектов (причин, фактов) $\left\{\tilde{\omega}_n\right\}$ в множество классов ТС в последующий момент времени (следствий) $\left\{\tilde{\Omega}_k\right\}$ и определяемый периодом упреждения прогноза, с погрешностью Δ на этапе обучения модели:

$$\sum_{i=1}^{N1}\left(Y_i^{t+1}-Y_{M_i}^{t+1}\right)^2\le\Delta_{mp}, \tag{1}$$

где $Y_{M_i}^{t+1}=F\left(x_i^t\right), i=1...N1$ и удовлетворяющие требованию на этапе верификации:

$$D=\frac{m}{M}\ge D_{mp}, \tag{2}$$

где *m* – число совпадений вектора прогноза $Y_{M_i}^{t+1}$ с истинным значением Y_i^{t+1}, к общему числу М прогнозов, $i=N1+1...N$.

2. Оптимальный с учетом ограничений алгоритм прогнозирования на основе множества полученных в результате обучения моделей алгоритмов $A\left(a_g\right)$

$$\tilde{A}=\arg\max_{A} D. \tag{3}$$

Решение

Решение поставленной задачи проводится в 2 этапа. **На первом этапе** решается задача синтеза модели пространственной экстраполяции, к которой может быть сведена задача построения прогнозной модели в пространстве оценок параметров ТС, заключающаяся в восстановлении неизвестной векторной функции *F* по *N* значениям векторного аргумента. В случае недостаточного объема измерений аппроксимация функции известными математическими методами (методом наименьших квадратов, методом потенциальных функций и др.) может привести к большой погрешности Δ. Еще больше погрешность возрастет в случае наличия в множестве параметров ТС подмножества функциональных параметров, изменение которых во времени существенно нелинейно. Например, динамика функциональных параметров сложных технических систем и прогнозного фона часто имеет случайный нестационарный характер.

Сложная динамика параметров ТС обуславливает необходимость использования при создании прогнозной модели «универсальных» аппроксиматоров, к которым можно отнести нейроподобные сети [2, 3], и дополнительной информации, характеризующей степень нерегулярности. Конструирование нейроподобной сети, формирующей выходной сигнал (прогноз) в ответ на входной вектор, эквивалентно обучению сети построению гиперповерхности (т.е. многомерному отображению), определяющей выходной вектор в терминах входного. Другими словами, обучение рассматривается как задача реконструкции гиперповерхности на основе множества точек (векторов параметров ТС), которое может быть довольно разреженным. Задача восстановления неизвестной векторной функции *F* считается хорошо обусловленной, если выполняются следующие условия существования (existence), уникальности (uniqueness) и непрерывности (continuity), последнее часто называют устойчивостью (stabi1ity).

Результаты проведенного анализа существующих нейроподобных сетей и типов нейронов позволили предложить новую модель системы прогнозирования, структура которой базируется на модульных нейросетях, состоящих из сетей разных типов [4]:

карта Кохонена – многослойная сеть прямого распространения;

карта Кохонена – сеть Коско и др.

В таких системах каждый модуль может быть представлен соответствующими операторами. В первом модуле нейроподобной сетью Кохонена выполняется оператор «обобщения» вектора параметров ТС в вектор обобщенных параметров ТС. Использование для свертки сети Кохонена позволяет сохранить не только структуру разбиения входных векторов параметров ТС на кластеры, но и отношение топологической близости между ними, что позволяет более обоснованно использовать в дальнейшем (на втором этапе) фрактальные оценки. Во втором модуле, например, многослойной сетью прямого распространения, реализуются два оператора, первый из которых преобразует каждый поступивший на вход второго компонента (второй НС) образ ТС (вектор обобщенных параметров) в текущий вектор оценок обобщенных параметров. Таким образом, становится возможным разбиение пространства состояний на области, соответствующие определенным классам ТС в будущий момент времени.

Это утверждение справедливо только для векторов параметров ТС, вошедших в обучающую выборку нейросети. Следовательно, разбиение пространства на классы в общем случае определено не полностью (является некорректным), и должно уточняться при предъявлении объекта, не вошедшего в обучающую выборку [2, 3, 5] путем привлечения регуляризаторов **на втором этапе.** Для регуляризации при необходимости могут быть использованы дополнительные операторы «голосования», введение набора алгебраических операций с синтезированными на этапе обучения модели операторами «взвешивания» и «различения», расширение пространства оценок модели алгоритма прогнозирования косвенными оценками структуры ряда динамики ТС. Такой подход, основанный на некоторой избыточности оценок (сведений об объекте) позволяет разработать оптимальный алгоритм прогнозирования на основе операторов, полученных на различных моделях.

Состав вектора косвенных оценок может определяться априорными данными о характере изменения ТС, что позволяет использовать для получения дополнительных оценок вектора ТС тот или иной метод обработки временного ряда. Например, для нелинейных динамических систем наиболее часто применяются: сингулярное разложение, спектральный анализ, вейвлет-преобразование, метод вычисления фрактальных оценок и др.[6-11].

Заключение

Проведенные исследования показали, что разработанный нейросетевой алгоритм прогнозирования, также как и традиционный алгоритм вычисления оценок (АВО), сохраняет свойства прогнозирования с требуемым качеством, если обучающие объекты $\omega^1,...,\omega^q$ из информационной матрицы заменяются объектами из их окрестности, т.е. алгоритм имеет ненулевой радиус устойчивости, например, в случае «зашумленности» или неполноты вектора параметров ТС. Причем оператор прогнозирования дает правильный прогноз практически всегда и в случае невыпуклых (негладких) границ классов ТС (следствий).

Синтезированные операторы и их линейные комбинации выполняются практически мгновенно даже при большой полноте описания классов технического состояния.

Таким образом, разработанный алгоритм прогнозирования в нейросетевом логическом базисе сочетает в себе такое преимущество традиционного АВО как универсальность и такое достоинство нейронных сетей как высокое быстродействие при требуемой достоверности прогноза. Предложенный алгоритм может быть реализован в программно-математическом обеспечении систем прогнозирования ТС сложных объектов контроля.

Работа подготовлена при поддержке программы президиума РАН подпрограмма № 7.4 (30) "Теория и технологии многоуровневого децентрализованного группового управления в условиях конфликта и кооперации".

This research was supported by the Presidium of the Russian Academy of Sciences, Program No 7.4 (30) "Theory and Technologies of Multi-level Decentralized Group Control under Confrontation and Cooperation".

Литература

1. Журавлев Ю.И. Об алгоритмическом подходе к решению задач распознавания и классификации // Проблемы кибернетики. М.: Наука, вып. 33, 1978. – С. 5–68.
2. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации/ пер. с польского И.Д.Рудинского. М.: Финансы и статистика, 2002. 344 с.

3. Хайкин Саймон. Нейронные сети: полный курс, 2-е издание: Пер. с англ. М.: Издательский дом "Вильямс", 2006. 1104 с.
4. Назаров А.В. Лоскутов А.И. Нейросетевые алгоритмы прогнозирования и оптимизации систем. СПб.: Наука и техника, 2003. 384 с.
5. Полоус А.И., Волков А.Г., Гончаренко В.И. Синтез алгоритма вычисления оценок, адаптированного к нейросетевому логическому базису // Нейрокомпьютеры: разработка, применение, 2017, №3. – С. 34-41.
6. Ахметханов Р.С., Дубинин Е.Ф., Куксова В.И. Анализ временных рядов в диагностике технических систем // Машиностроение и инженерное образование, 2013, №2, – С. 11-20.
7. Ануфренко А.В., Гойденко В.А., Гончаренко В.И., Журавлева Н.Г. Методический подход к реализации вейвлет-анализа при диагностике состояния интегрированных систем и комплексов связи // Управление развитием крупномасштабных систем (MLSD'2019): труды Двенадцатой междунар. конфер, 1–3 окт. 2019 г. / под общ. ред. С.Н. Васильева, А.Д. Цвиркуна; Ин-т проблем упр. им. В.А. Трапезникова Рос. акад. наук. – М.: ИПУ РАН, 2019. – С. 705-714. DOI: 10.25728.mlsd.2019.2.0705. URL: https://elibrary.ru/item.asp?id=41727530.
8. Волков А.Г., Гончаренко В.И., Горелов С.В. Оценка параметров технического состояния робототехнического комплекса на основе адаптивной нейронечёткой шкалы / Труды 11-й Международной конференции «Управление развитием крупномасштабных систем» (MLSD'2018). М.: ИПУ РАН, 2018. Т. 2. – С. 280-286. URL: https://elibrary.ru/item.asp?id=38306248.
9. Volkov A.G., Goncharenko V.I. Model of Adaptive Neuro-Fuzzy Scale for Evalutation of Diagnostics Parameters of Heterogeneous Robotic System," Proceedings 2019 1st International Conference on Control Systems, Mathematical Modelling, Automation and Energy Efficiency (SUMMA), Lipetsk, Russia, 2019, pp. 617-620. DOI:10.1109/SUMMA48161.2019.8947517. Publisher: IEEE. URL: https://ieeexplore.ieee.org/document/8947517.
10. Anufrenko A.V., Goydenko V.K., Goncharenko V.I., Zhuravleva N.G. Implementation of Wavelet Analysis in the Diagnosis of Integrated Systems and Communication Systems // Proceedings of 2019 Twelfth International Conference "Management of large-scale system development" (MLSD). Moscow, Russia, 2019, pp. 1-4. Publisher: IEEE. DOI: 10.1109/MLSD.2019.8911053. URL: https://ieeexplore.ieee.org/document/8911053.
11. Volkov A.G., Nechaev V.V., Goncharenko V.I., Lobanov I.A. Models and algorithms for a spacecrafts technical state prediction based on information technologies // Proceedings of the II International scientific conference "Convergent cognitive information technologies" (Convergent'2017), Moscow, Russia, November 24-26, 2017. pp. 245-254. URL: http://ceur-ws.org/Vol-2064/paper29.pdf.

ALGEBRAIC APPROACH TO FORECASTING THE TECHNICAL CONDITION OF COMPLEX SYSTEMS IN A NEURAL NETWORK LOGIC BASIS

Assoc., Ph.D. Volkov A.G.[1], Assoc., Doctor of Engineering Goncharenko V.I.[2,3], Researcher Zhuravleva N.G.[2]

[1]Financial University under the Government of the Russian Federation
[2]Institute of Problems of Management named after V.A. Trapeznikov Russian Academy of Sciences
[3]Moscow Aviation Institute (National Research University)

The problem of forecasting the technical condition of complex systems is considered. To solve this class of ill-posed problems, regularization is needed by attracting additional information that can be obtained either by expanding the space of parameters of the technical state or by expanding the space of parameter estimates, including those characterizing the structure of a number of dynamics by identifying the degree of irregularity of the process of changing the technical state. The solution of the problem is carried out in two stages. At the first stage, the problem of synthesizing a spatial extrapolation model is solved, which can be reduced to the task of constructing a predictive model in the space of estimates of the parameters of the technical state of complex robotic systems, which consists in restoring an unknown vector function from the values of the vector argument. At the second stage, if the partition of space into classes in the general case is not completely determined, it is specified by involving regularizers. The developed forecasting algorithm in the neural network logical basis combines the advantage of the traditional algorithm for calculating estimates, namely the universality, and such an advantage of neural networks as high speed with the required reliability of the forecast. The proposed algorithm can be implemented in the mathematical software of systems for predicting the technical condition of complex robotic systems.

ПРИМЕНЕНИЕ РЕКУРРЕНТНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ДЕКОДИРОВАНИЯ ДВИЖЕНИЯ ПАЛЬЦЕВ РУКИ НА ОСНОВЕ ECOG СИГНАЛОВ

студ. Ковалев А.В.

Московский государственный университет имени М. В. Ломоносова,
Физический факультет

Нейрокомпьютерные интерфейсы (НКИ) позволяют людям с ограниченными возможностями напрямую управлять внешними устройствами, используя мозговую активность. Для людей с глубокими повреждениями – это единственная возможность иметь связь с внешним миром. Для регистрации активности мозга существует много различных подходов, в данном исследовании мы занимаемся анализом ECoG сигналов. В последнее время при работе с последовательностями хорошо себя проявили рекуррентные нейронные сети(RNN), например, при в задачах распознавания речи. В данной работе был построен алгоритм, преобразующий сигналы мозга(ECoG) в положение пальцев руки. Было проведено сравнение различных архитектур нейронной сети: LSTM и GRU модели.

В настоящее время, нейрокомпьютерные интерфейсы(НКИ) широко используются для восстановления коммуникативных способностей и для моторной реабилитации у пациентов с серьезными травмами головы [1]. Эти устройства позволяют людям с ограниченными возможностями взаимодействовать с окружающим миром посредством мозговой активности.

Очень важной составляющей при создании такого интерфейса является обработка мозговых сигналов. Необходимо, чтобы алгоритм был устойчивым работал с высокой точностью и за приемлемое время. За последние 10 лет ученые далеко продвинулись в решении данной задачи, было применено много различных алгоритмов для ее решения [2]. Однако самым распространенным остается следующий подход к декодированию мозговых сигналов, который состоит из следующих стадий: извлечение признаков, частотно-временной анализ и статистические модели обучения. Каждая составляющая подбирается последовательно, отдельно друг от друга. Главной целью исследователей в этой области является создание универсального алгоритма, способного решать задачу end to end, то есть без выбора алгоритмов для каждой стадии и без настройки параметров вручную.

В последнее время алгоритмы глубокого обучения привлекают к себе все больше внимания. Эти методы значительно улучшили современные результаты в распознавании речи, в задачах компьютерного зрения и во многих других областях [3]. В нейрофизиологии ученые начинают применять такие методы при работе с EEG данными [4]. Однако работ, посвященных инвазивным интерфейсам, на данный момент не так много, это связано с трудностью доступа к таким данным и с большой стоимостью проведения экспериментов.

В данной работе используются данные, записанные инвазивными устройствами с поверхности мозга (ECoG) [5]. В эксперименте были записаны данные ECoG с той части мозга, которая отвечает за движения. Регистрация осуществлялась с помощью 62 электродов с частотой дискретизации 1000 Гц. На руку пациента надевалась перчатка, которая регистрировала положение пальцев руки в реальном времени. Данные активности мозга и положения пальцев были записаны параллельно. В ходе эксперимента, пациентов просили попеременно двигать пальцами руки. Длительность эксперимента составляет 400 секунд, в нем принимало участие три человека.

Исследование концентрируются на применении рекуррентных нейронных сетей, так как они себя очень хорошо показывают при работе с временными последовательностями. В ходе исследования была построена математическая модель нейронной сети, в которой решалась задача оптимизации весов нейронной сети для задачи декодирования положения пальцев рук из мозговой активности.

Алгоритм принимает на вход сигналы с мозга, необходимо оптимизировать параметры сети таким образом, чтобы среднеквадратичное отклонение между предсказанием модели и действительным положением пальцев было минимально. В ходе работы были получены результаты точности для рекуррентной нейронной сети с различными гиперпараметрами, а также для различных модификаций рекуррентных нейронных сетей: LSTM и GRU.

Литература

1. Chaudhary, U., Birbaumer, N. & Ramos-Murguialday, A. Brain–computer interfaces for communication and rehabilitation. *Nat Rev Neurol* **12,** 513–525 2016
2. Swati Aggarwal; Nupur Chugh, Signal processing techniques for motor imagery brain computer interface: A review, Array, ISSN: 2590-0056, Vol: 1, Page: 100003
3. LeCun, Y., Bengio, Y. & Hinton, G. Deep learning. *Nature* **521,** 436–444 (2015).
4. Roy Y, Banville H, Albuquerque I, Gramfort A, Falk TH, Faubert J. Deep learning-based electroencephalography analysis: a systematic review. J Neural Eng. 2019
5. Kai J Miller, Gerwin Schalk. Prediction of Finger Flexion 4th Brain-Computer Interface Data Competition.

DECODING FINGER MOVEMENTS FROM ECOG SIGNALS USING RECURRENT NEURAL NETWORKS

stud. Kovalev A.V.

Lomonosov Moscow State University M. B. Ломоносова,
Faculty of physics, Moscow, Russia

Brain computer interfaces (BCI) enable direct control external devices using brain activity. For people with deep injuries, this is the only way to communicate with the outside world. For registration of brain activity there are many different approaches, in this study, we deal with analysis of ECoG signals. Recently, when working with sequences, recurrent neural networks(RNN) have performed well, for example, in speech recognition tasks. In this paper, an algorithm was built that converts brain signals(ECoG) to the position of the fingers. Different neural network architectures were compared: LSTM and GRU models.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОСНОВНЫХ КЛАСТЕРОВ РУКОПИСНЫХ ЦИФР

студ. Латыпова Д.С., доц. Тумаков Д.Н.

Казанский (Приволжский) федеральный университет

Проведена кластеризация рукописных цифр из базы MNIST с помощью нейронной сети Кохонена. Для каждой цифры выделено три больших кластера. Исследована зависимость кластеров от размеров выборки изображений цифр. Рассмотрены пересечения кластеров между собой. Сделаны выводы об особенностях написания и о сходстве различных цифр, анализируя сами кластеры и их пересечения. Рассмотрен вопрос о применимости кластеризации для распознавания образов цифр. Показано, что цифры из тестовой выборки имеют невысокое попадание в «свои» кластеры.

Введение

Распознавание образа – это автоматизированный процесс поиска точного соответствия и закономерностей данных, который тесно связан с машинным обучением. В современном мире распознавание образов искусственным интеллектом находит большое применение в повседневной жизни. Распознавание рукописного текста значительно облегчает взаимодействие компьютера и человека. На сегодняшний день существует проблема с категоризацией данных. Данные в несоответствующей категории означают неточную информацию, что в, свою очередь, может повлечь серьезные ошибки.

Одним из решением данной проблемы является кластерный анализ данных. Распознавание образа выступает в качестве основного шага для обеспечения кластеризации, так как этот процесс анализирует структуру и векторное значение каждого символа в наборе данных. Например, в работе [1] предложен алгоритм консенсусной кластеризации на наборе рукописных цифр из базы MNIST. Так называемая

надежная непрерывная кластеризация рассмотрена в [2]. В [3] предложен алгоритм для улучшения производительности классификации в распознавании рукописных цифр и проведена оценка эффективности алгоритма на наборе данных MNIST.

Для кластеризации рукописных цифр применяется подходы c-средних [4] и k-средних [5, 6]. Например, в [7] осуществлена кластеризация рукописных букв с помощью нейронной сети Кохонена. В настоящей работе также с помощью сети Кохонена проведена кластеризация цифр, взятых из базы MNIST. При кластеризации могут быть выбраны различные метрики для оценки расстояний [8]. В настоящей работе выбрана евклидова норма.

Целью работы является выделить основные кластеры для каждой цифры, обозначив общие черты и особенности кластеров. Также планируется оценить пересечения кластеров. Результаты анализа пересечения кластеров помогут спрогнозировать эффективность распознавания рукописных цифр с помощью нейронных сетей Кохонена.

Кластеры рукописных цифр

Проведем кластеризацию цифр, содержащихся в базе MNIST. База MNIST – база рукописных цифр, которая содержит 60000 примеров в обучающей выборке и 10000 примеров в тестовой выборке. В Таблице 1 представлено количество изображений каждой цифры в обучающей и тестовой выборке.

Таблица 1.

Количество изображений каждой цифры в обучающей и тестовой выборках в базе MNIST

Цифра	Количество в обучающей выборке	Количество в тестовой выборке
0	5923	980
1	6742	1135
2	5958	1032
3	6131	1010
4	5842	982
5	5421	892
6	5918	958
7	6265	1028
8	5851	974
9	5949	1009

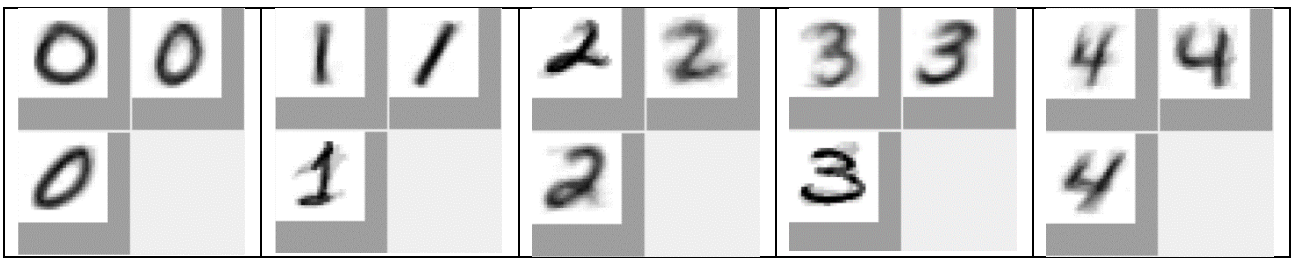
Первым шагом проведем исследование на зависимость центров кластеров от размеров выборки. С этой целью рассмотрим эксперименты на случайных выборках из 100, 500, 1000 и 5000 изображений отдельных цифр. В экспериментах выбиралось различное число кластеров для каждой цифры. Был сделан вывод, что при наличии трех кластеров количество цифр в них распределяется примерно одинаково. Исходя из этого, для дальнейших исследований будем предполагать наличие трех кластеров для всех цифр.

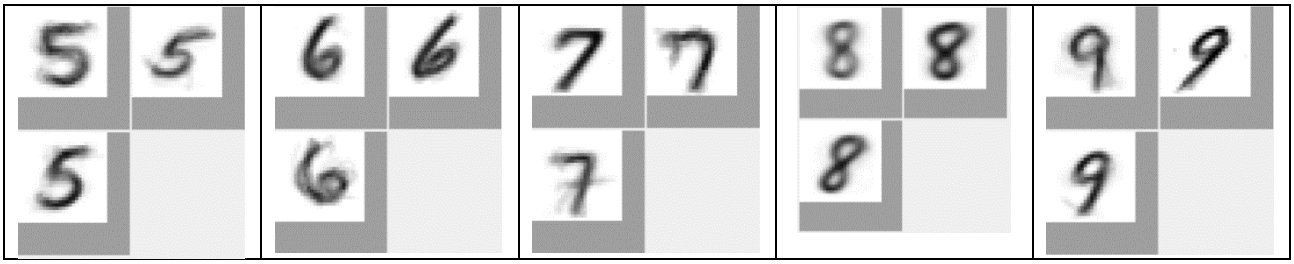
Также результаты экспериментов свидетельствуют о том, что, начиная с выборки в тысячу изображений, центры кластеров практически не изменяются. Таким образом, можно полагать, что выборка из 1000 элементов является репрезентативной.

Следующим шагом, проведем кластеризацию всех рукописных цифр на выявление общих элементов и характерных особенностей их написания. Для каждой цифры изображения делим на три кластера. Центры кластеров приведены в Таблице 2.

Таблица 2.

Центры кластеров обучающей выборки





В ходе анализа каждого кластера можно выделить несколько основных признаков:

1) Каждая цифра имеет кластер с сильным наклоном вправо.
2) Отсутствуют кластеры с явным наклоном влево.
3) Все цифры имеют, как минимум, один кластер с написанием без наклона.
4) Цифры 0, 3, 4 и 5 имеют широкое написание.

Также можно выделить особенности написания отдельных цифр:

1) Третий кластер у 1 имеет завиток спереди, в отличие от двух других кластеров.
2) Два кластера у 2 имеют завиток снизу, у одного кластера завитка нет.
3) Третий кластер 7 имеют горизонтальную черту посередине.
4) Второй кластер у 5 содержит длинную горизонтальную черту.

Отметим, что полученные кластеры имеют большие радиусы. В этом случае могут возникать пересечения кластеров. Проверим это предположение в следующем пункте.

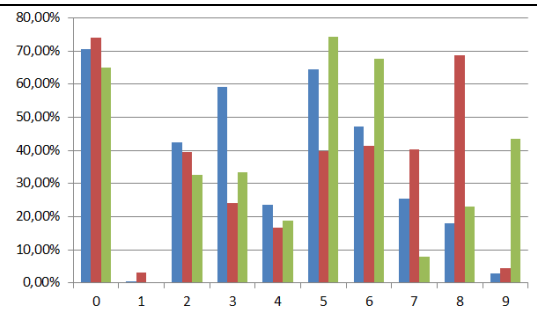
Пересечения кластеров

Основной проблемой в распознавании образов является то, что одинаковые цифры пишут по-разному. Это приводит к тому, что либо существенно увеличивается количество кластеров, либо вырастает размер кластеров. С другой стороны, есть проблема, что разные цифры имеют похожее написание. В случае малого числа кластеров стоит ожидать, что в силу их больших размеров, будут пересечения кластеров различных цифр. Исследуем подобные пересечения для всех цифр.

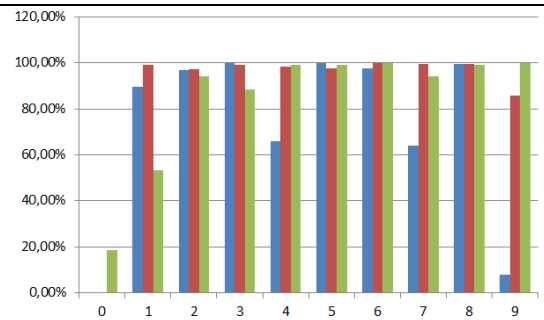
Для построения пересечений между кластерами создадим по три таблицы на каждое изображение. Например, возьмем выборку объемом из 1000 изображений 0. Далее проверим, на каком расстоянии от центра каждого кластера для каждой цифры находится изображение 0 из выборки. Если расстояние изображения меньше, чем радиус кластера, то считаем, то изображение лежит в данном кластере. В итоге, построим таблицу соотношений. Подобные таблицы построим для выборок из всех цифр. В таблице 3 показаны пересечения кластеров.

Таблица 3

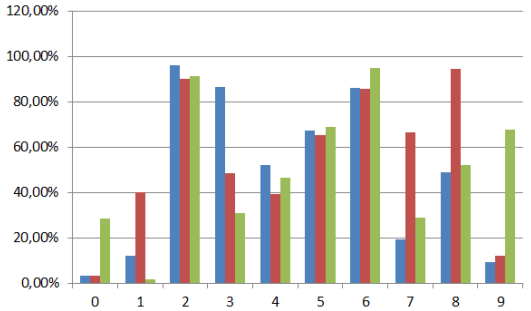
. Пересечения кластеров



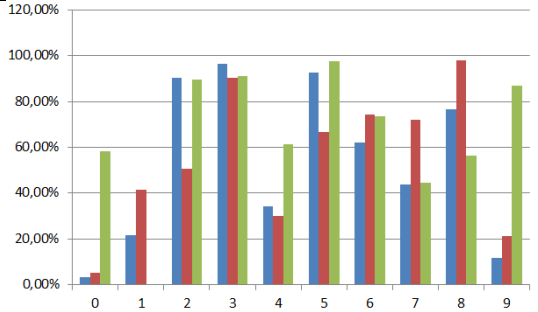
Пересечение 0 с остальными кластерами



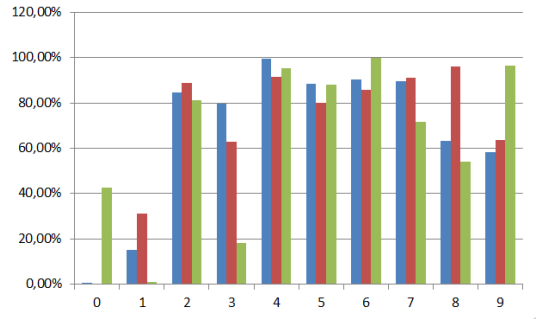
Пересечение 1 с остальными кластерами



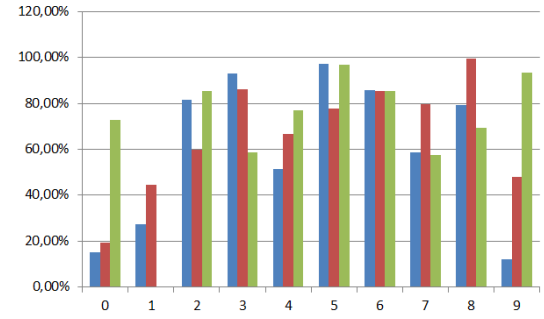
Пересечение 2 с остальными кластерами



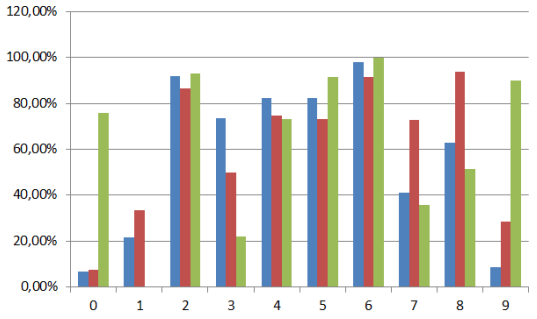
Пересечение 3 с остальными кластерами



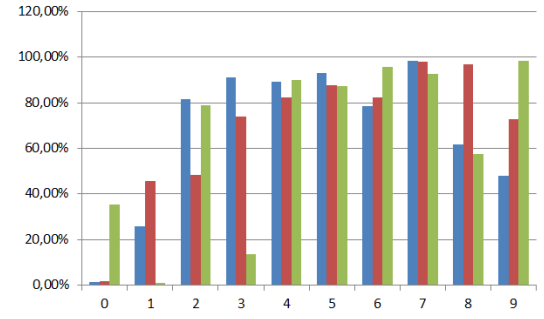
Пересечение 4 с остальными кластерами



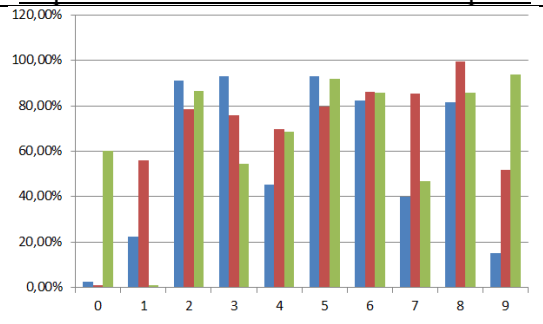
Пересечение 5 с остальными кластерами



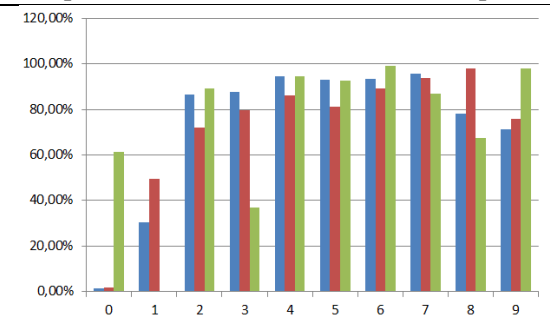
Пересечение 6 с остальными кластерами



Пересечение 7 с остальными кластерами



Пересечение 8 с остальными кластерами



Пересечение 9 с остальными кластерами

По таблице соответствий сделаем следующие выводы. Большие пересечения (много объектов) содержатся в кластерах, где есть цифра 5. Следовательно, много рукописных цифр схожи именно с изображением 5. Также, выявлено, что изображения 1 имеют пересечения со многими кластерами (кроме кластеров для 0). Отсюда можно сделать вывод, что изображение 1 можно неправильно распознавать. Маленькие пересечения наблюдаются у кластеров для 0, следовательно, изображения цифры 0 распознаются достаточно точно.

Приведем примеры изображений, которые входят в пересечения кластеров.

Изображение 3 в пересечении с кластером для 4	Изображение 9 в пересечении с кластером для 0

Проверка кластеров на тестовой выборке

Проверим точность построения кластеров. Для этого для тестовой выборки базы MNIST оценим, какой процент изображений содержится в нужном кластере. На рисунке 1 приведены проценты попадания изображений из тестовой выборки в кластеры своих цифр.

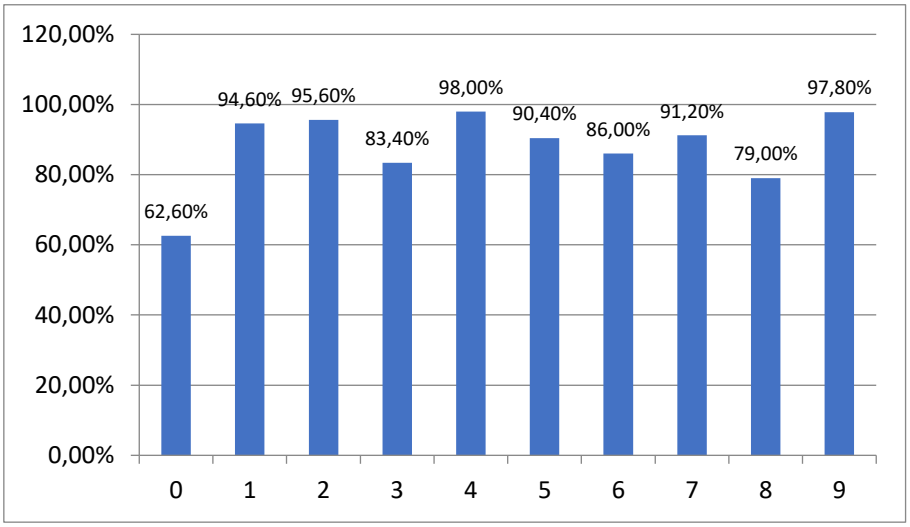


Рисунок 1. Процент попадания цифр из тестовой выборки в свой кластер

Анализируя рисунок 1, можно отметить, что цифра 0 значительно меньше попадает в нужный кластер. Это связано с тем, что в тестовой выборке содержатся изображения 0, которые отличаются по внешнему виду от тех изображений, которые содержатся в обучающей выборке, и, следовательно, сильно удалены от центров нужных кластеров. На рисунке 2 представлены примеры таких изображений.

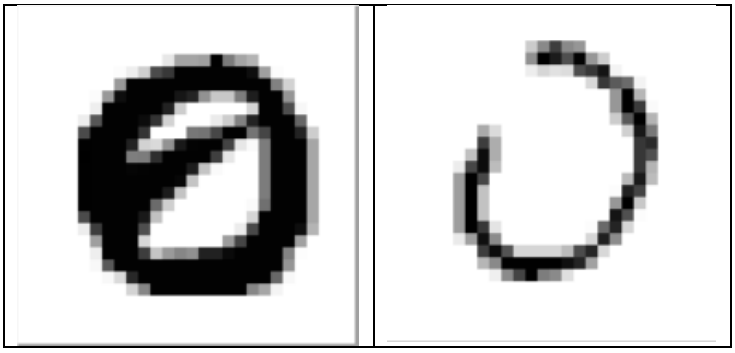


Рисунок 2. Примеры изображения нулей из тестовой выборки, не попавших в свой кластер

Также из данных, содержащихся на Рис. 1, можно заключить, что определение цифр путем прямой кластеризации будет давать достаточно большие ошибки.

Заключение

Проведена кластеризация для каждой цифры из базы рукописных цифр MNIST с помощью нейронной сети Кохонена. В ходе анализа полученных результатов были сделаны выводы, что разбиение выборки на три кластера достаточно, а выборка из тысячи изображений является репрезентативной. При разбиении на три кластера явно прослеживаются характерные особенности написания цифр.

Исследованы пересечения кластеров между собой. Полученные пересечения показывают, что цифры между собой имеют достаточно большие сходства при написании. Этот факт свидетельствует о том, что для распознавания образов непосредственная кластеризация малопригодна. Также об этом говорит и то, что цифры из тестовой выборки имеют далеко не 100% попадание в «свои» кластеры.

Литература

1. M. Rexy and K. Lavanya, “Handwritten digit recognition of MNIST data using consensus clustering”, International Journal of Recent Technology and Engineering, 2019, Vol. 7, No. 6, pp. 1969-1973.
2. S. Nhery, R. Ksantini, M. B. Kaaniche, and A. Bouhoula, “A novel handwritten digits recognition method based on subclass low variances guided support vector machine”, 13th International Joint Conference on Computer Vision, Imaging and Computer Graphics Theory and Applications, 2018, Vol. 4: VISAPP, pp. 28-36.
3. S. A. Shal and V. Koltun, “Robust continuous clustering”, National Academy of Sciences of USA, 2017, Vol. 114, No. 37, pp. 9814-9817.

4. E. Miri, S. M. Razavi, and J. Sadri, “Performance optimization of neural networks in handwritten digit recognition using intelligent fuzzy c-means clustering”, 1st International Conference on Computer and Knowledge Engineering, 2011, pp. 150-155.
5. S. Pourmohammad, R. Soosahabi, and A. S. Maida, “An efficient character recognition scheme based on k-means clustering”, 5th International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization, 2013, pp. 1-6.
6. B. Y. Li, “An experiment of k-means initialization strategies on handwritten digits dataset”, Intelligent Information Management, 2018, Vol. 10, pp. 43-48.
7. L. C. Munggaran, S. Widodo, and A. M. Cipta, “Handwritten pattern recognition using Kohohnen neural network based on pixel chatacter”, International Journal od Advanced Computer Science and Applications, 2014, Vol. 5, No. 11, pp. 1-6.
8. Y. Xu and W. Zhang, “On a clustering method for handwritten digit recognition”, 3rd International Conference on Intelligent Networks and Intelligent Systems, 2010, pp. 112-115.

IDENTIFICATION OF BASE CLUSTERS OF HANDWRITTEN DIGITS

Stud. Latypova D., Assoc. Prof. Tumakov D.

Kazan Federal University

The clustering of handwritten digits from the MNIST database using the Kohonen neural network is carried out. Three large clusters are allocated for each digit. The dependence of clusters on the size of a sample of digital images is investigated. Intersections of clusters are considered. Conclusions are drawn about the writing features and the similarities of various digits, analyzing the clusters themselves and their intersections. The question of the applicability of clustering for pattern recognition of digits is considered. It is shown that the digits from the test sample have a low hit in “their” clusters.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА НА ТОЧНОСТЬ КЛАССИФИКАЦИИ ТИПОВ МОДУЛЯЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

асп. Набилков В.Д.[1,2], доц., к.т.н. Дубов М.А.[1]

[1]Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова,
[2]ПАО «Ярославский радиозавод»

При передаче информации через радиоканал на передаваемый сигнал воздействуют отрицательные факторы в виде многолучевого распространения, затухания сигнала, сдвигов фазы и частоты, что приводит к искажению исходного сигнала. Приведен анализ воздействия параметров канала на точность классификации нейронной сети в задаче автоматического определения видов модуляции радиосигналов. Результаты анализа позволяют сделать вывод о зависимости точности классификации от параметров радиоканала. Данная задача становится более актуальной в условиях развития когнитивного радио, программно-определяемого радио и использовании технологии MIMO.

Введение

Задача автоматического определения видов модуляций радиосигналов имеет большое значение для достижения военных и гражданских целей в области современной радиосвязи. Классификация обнаруженных полезных радиосигналов по видам модуляций облегчает получение данных о типе передающих устройств, модели беспроводной передачи данных, характеристиках используемых сигналов. Дальнейшее предоставление точных данных об использующемся виде модуляции позволит усовершенствовать процесс демодуляции и последующей обработки сигнала и сделать систему связи более адаптивной к изменяющимся условиям среды (радиоканала) [1-6].

Анализ точности классификации типов модуляции радиосигналов производился на стандартной схеме передачи данных, приведенной на рисунке 1.

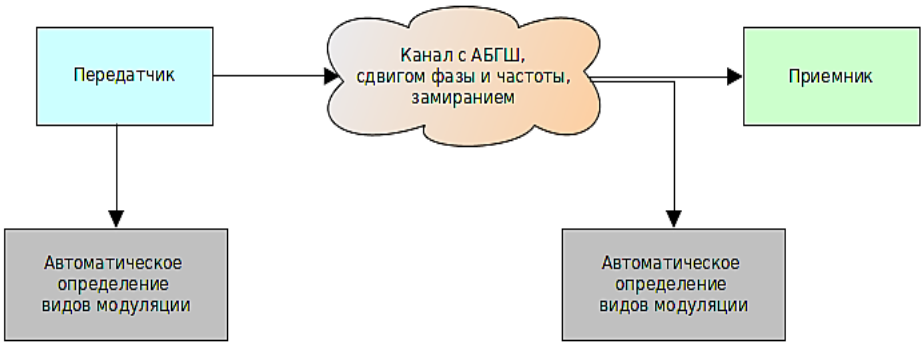


Рисунок. 1. Блок-схема системы передачи данных

Оценка точности определения видов модуляции производилась сравнением классификации сигналов на выходе передатчика, до канала передачи и на входе приемника, до использования алгоритмов обработки сигналов.

Модель канала

Модель канала в данном случае представляет собой комплекс из трех видов каналов:

1. Канал с АБГШ – добавление АБГШ с отношением сигнал/шум (ОСШ) 30 дБ.

2. Канал Райса с многолучевым распространением сигнала – добавление задержки сигнала от 0 до 3,4 отчетов и различным усилением сигнала в диапазоне от 0 до -10 дБ. Доплеровский сдвиг частоты в канале равен 4 Гц. Данный вид канала эмулирует реальный радиоэфир с переотражением сигнала и подвижный источник сигнала.

3. Канал со смещением центральной частоты сигнала и замиранием.

Параметры сигнала на выходе передатчика (входе канала) и параметры канала представлены в таблице 1.

Таблица 1

Параметры сигналов и параметры канала

Параметр	Значение
Количество отчетов на символ (SPS - Sample Per Symbol)	8
Частота дискретизации сигнала, Гц (Sample Rate)	$200*10^3$
Центральная частота, Гц (Center Frequency)	$100*10^6$ для аналоговых модуляций, $900*10^6$ для цифровых модуляций
Мощность, Вт (Power)	1
Замирание сигнала (Path Delay)	0:3,4
Усиление при распространении, дБ (Average Path Gains)	0:-10
K-фактор Райса, (K-factor)	4
Доплеровское смещение частоты, Гц (Max Doppler Shift)	4
Сдвиг частоты (Frequency Offset)	5
Отношение сигнал шум, дБ (SNR)	30

Через канал передаются радиосигналы 8 типов модуляций: 8-PSK, QPSK, DQPSQ, BPSK, 16-QAM, 4-PAM, DSB-AM, SSB-AM (рисунки 2 и 3). При передаче сигналов не используется кодирование, информационный сигнал после модулятора передается на формирующий фильтр.

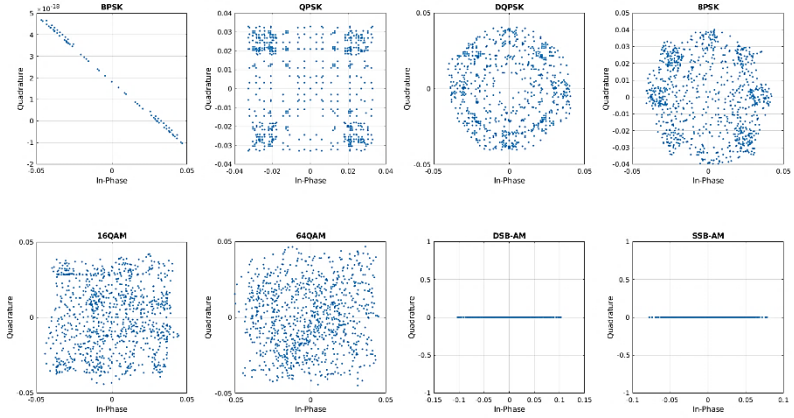


Рисунок. 2. Сигнальные созвездия сигналов на выходе передатчика

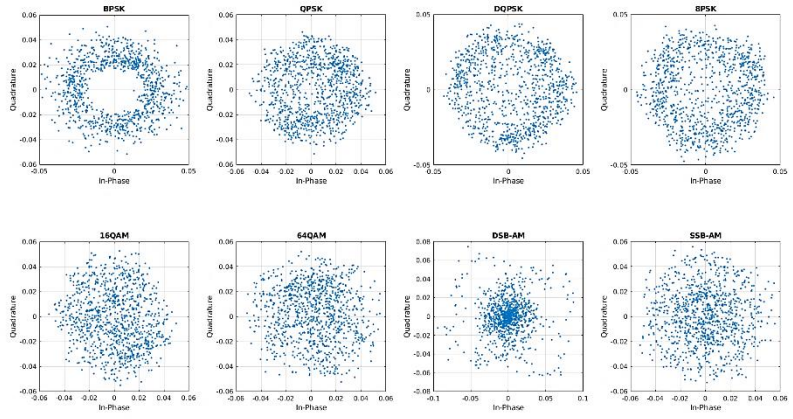


Рисунок. 3. Сигнальные созвездия сигналов на входе приемника (после канала)

Модель нейронной сети

Метод автоматического определения видов модуляции радиосигналов основан на использовании искусственной нейронной сети. Для использования сети в качестве классификатора выбрана сверточная нейронная сеть с архитектурой, аналогичной архитектуре сети VGG, используемой в основном для классификации изображений. Архитектура сети состоит из входного слоя, 24 скрытых слоев, полносвязного слоя с функцией активации softmax и выходного слоя. Скрытые слои можно разделить на 4 кластера, состоящих из сверточного слоя, слоя нормализации, функции активации ReLU и слоя выбора максимума.

Обучение нейронной сети происходило на данных, представляющих собой два вектора отсчетов I/Q компонент сигнала, прошедшего через комплексный канал с ОСШ 30 дБ. Для каждого типа модуляций в наборе данных содержалось по 10^4 выборок сигналов размерностью 1024 отсчета. Точность классификации на тестовом наборе данных составляет 85,15%. Обучение сети производилось с использованием CUDA Toolkit 10.2 на GPU Nvidia GTX 1060 6Gb.

Классификация

Задачей работы является сравнение точности классификации видов модуляции на сигналах после передатчика без прохождения через канал и после прохождения через канал на входе приемника. Данное сравнение позволит сделать вывод о влиянии канала на точность классификации нейронной сети (рисунок 4).

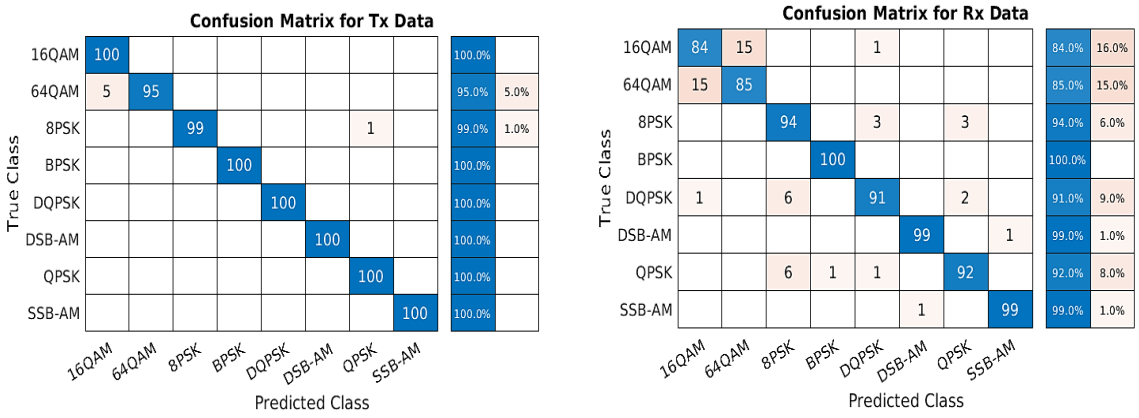


Рисунок. 4. Матрица ошибок для сигналов на выходе передатчика и входе приемника

Точность классификации для ситуации, когда сигнал передавался через канал, равна 93%, для сигналов на выходе передатчика (до прохождения канала) 99,25%. Данные на рисунке 4 показывают точность классификации для каждого класса (типа модуляции). Среднее значение всех полей равно общей точности классификации нейронной сети.

Вероятность правильного определения цифровых и аналоговых модуляций до прохождения через канал и после прохождения через канал отличается на ~6%. Классификация цифровых амплитудных модуляций 16-QAM и 64-QAM имеет вероятность ошибки ~15%. Ошибка возникает при классификации данных после прохождения радиоканала.

Заключение

Выполнен сравнительный анализ точности классификации видов модуляции радиосигналов в зависимости от параметров канала, а именно – воздействия на частоту и фазу сигнала. По полученным данным можно сделать вывод о том, что, несмотря на разбаланс I/Q компонент сигнала после прохождения сигнала через канал, ошибка точности классификации для цифровых фазовых модуляций и аналоговых видов модуляции составляет в среднем 4,1%. Дальнейшее проведение анализа работы алгоритма автоматического определения вида модуляции с использованием нейронной сети требует применения SDR приемопередатчиков. Приемопередатчики на основе программно-конфигурируемой архитектуры позволят исследовать воздействие на нейронную сеть в режиме реального времени при условии динамического изменения параметров.

Литература

1. O’Shea T., Roy T., Clancy T.C., Over the Air Deep Learning Based Radio Signal Classification // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing vol.12. 2018. pp. 168-179.

2. Zhu Z., Nandi A.K., Automatic Modulation Classification Principles, Algorithms and Applications 2015.

3. Zhang D., Ding W., Zhang B., Xie C., Li H., Liu C., Han J., Automatic Modulation Classification Based on Deep Learning for Unmanned Aerial Vehicles // MDPI Sensors (Basel) 2018.

4. Подольская Н.А. Задача симуляции затухания радиосигнала: решение и приложения // Фундамент. и прикл. матем., 2007. Т. 13. Вып. 1. С. 179-187.

5. Фокин Г.А. Обзор моделей радиоканала связи с беспилотными летательными аппаратами // Труды учебных заведений связи. Изд. Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича. Т. 4. № 4. 2018. С. 85-101.

6. Mathworks. Modulation Classification with DeepLearning. Accessed on April 5, 2019. [Электронный ресурс]. URL:https://www.mathworks.com/help/comm/examples/modulation-classification-with-deep-learning.html

INFLUENCE OF THE CHANNEL PARAMETERS ON CLASSIFICATION ACCURACY OF MODULATION TYPES USING NEURAL NETWORKS

Nabilkov V.D.[1,2], Dubov M.A.[1]

[1]P.G. Demidov Yaroslavl State University,
[2]Public Joint Stock Company «Yaroslavl Radioworks»

When transmiting information over a radio channel, transmitted signals affected is negative factors. This factors is known as multipath propagation, signal attenuation, phase and frequency shift. In the paper contains an analysis of the ifluence of channel parammeters on classification accuracy of neural network in the task of automation modulation classification radio signals. As result, we can conclude that the classification accuracy depend on parameters radio channel. This task is relevant for the development of cognitive radio, software-defined radio, and MIMO.

_____ ◆ _____

НЕЙРОДЕКОДЕРЫ ДЛЯ LDPC КОДОВ С ПЕРЕДАЧЕЙ СООБЩЕНИЙ КОНЕЧНОГО АЛФАВИТА НА ОСНОВЕ ГЛУБОКИХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

проф. Башкиров А.В., маг. Демихова А.С., доц. Никитин Л.Н.,
преп. Хорошайлова М.В., доц. Ципина Н.В.

Воронежский государственный технический университет

В этой статье обсуждаются перспективы использования глубоких нейронных сетей (ГНС) для декодирования кодов низкой плотности проверки на четность (LDPC). Основная идея заключается в создании нейронной сети для изучения и оптимизации обычного итеративного декодера LDPC кодов. Глубокая нейронная сеть основана на графе Таннера, а функции активации эмулируют функции обновления сообщений в переменных и проверочных узлах. Мы накладываем симметрию на весовые матрицы, которые позволяют обучать ГНС только для одного кодового слова и реализации шума. Основываясь на обученных весах и смещении, далее квантуем сообщения в таком основанном на ГНС декодере с 3-битной точностью, сохраняя производительности, сопоставимую с алгоритмом min-sum. Анализируем различные примеры, чтобы представить, что структура ГНС может применяться к различным длинам кода. Результаты моделирования показывают, что обученные веса и смещение заставляют итеративный ГНС-декодер быстрее сходиться и, таким образом, достигать более высокой пропускной способности за счет тривиальной дополнительной сложности декодирования.

Введение. Общей особенностью подхода использования нейронных сетей (НС) для решения проблем исправления ошибок в системе связи является то, что декодирование рассматривается как проблема классификации, и НС изучают, как классифицировать выходные слова канала, и, таким образом, формируют область решения для каждого кодового слова. Как типичная проблема классификации, обучающий набор должен включать все кодовые слова в кодовом пространстве, делая размеры как обучающего набора, так и нейронной сети экспоненциальными в измерении кода. В результате этот метод становится неразрешимым, за исключением очень коротких кодов. Было предложено использовать глубокие нейронные сети (ГНС) для улучшения декодирования кодов с проверкой четности высокой плотности (от англ. High Density Parity Check, HDPC) с использованием алгоритма распространения доверия (от англ. Belief Propagation, BP) в аддитивном канале с белым гауссовским шумом (от англ. Additive White Gaussian Noise Channel, AWGNC). Эти глубокие нейронные сети построены на основе графа Таннера с различными структурами, включая нейронную сеть многослойных персептронов (НСМП) и рекуррентную нейронную сеть (РНС). Их общей особенностью является то, что функции активации над скрытыми слоями обеспечивают равенство весов данного нейрона, что означает обеспечение симметрии функций обновления узла. Это позволяет проводить обучение по одному кодовому слову и его реализациям шума, а не по всему кодовому пространству.

В этой статье предлагается использовать НСМП для изучения и оптимизации итерационных декодеров LDPC кодов фиксированной длины. Как только значения веса определены, НС преобразуется обратно в обычное описание переменной и проверяет функции обновления узла. Здесь внимание сосредоточено на функциях обновления, определенных для сообщений конечной точности, которые приводят к итеративным декодерам с конечным алфавитом (от англ. *Finite-Alphabet Iterative Decoders,* FAID).

Нейронная сеть с многослойным персептроном (НСМП) создается на основе графа Таннера LDPC кода и определяет набор функций активации в соответствии с функциями обновления сообщения, такими как min-sum или выходящий FAID. Вместо того, чтобы тренировать разные веса по различным ребрам в каждой итерации, как в, мы накладываем ограничения на веса и смещения, чтобы направлять процесс обучения, сохраняя при этом небольшое количество параметров. Это приводит к более быстрому обучению, снижению сложности декодирования и требований к памяти при сохранении хорошей производительности по ошибкам.

Вводные данные. Пусть *C* будет LDPC код и G=(V,C,E) будет его графом Таннера, где V / C - множество переменных / контрольных узлов, а E - множество ребер. Если длина кода равна N, число уравнений проверки на четность равно M, а число ребер равно I, тогда $|V|=N, |C|=M,$ и $|E|=I$. Пусть i-й переменный узел будет v_i, j-й проверочный узел будет c_j, тогда край, соединяющий v_i и c_j обозначим (v_i ,c_j), 1 ≤i≤N, 1≤j≤M.

Пусть $x=(x_1, x_2, ...x_N)$ будет переданное кодовое слово и $y=(y_1, y_2, ...y_N)$ будет вектор выходного принятого канала. т.е. $y_i=(-1)^{x_i}+z_i$ для 1 ≤i≤N, где z_i – гауссовский шум со стандартным отклонением σ. Сообщение правдоподобия определяется логарифмическими отношениями правдоподобия (от англ. log likelihood ratios, LLR): $\Lambda=(\lambda_1, \lambda_2, ...\lambda_N)$, где $\lambda_i=\log\frac{\Pr(x_i=0\mid y_i)}{\Pr(x_i=1\mid y_i)}$. Пусть D_{proto} будет заданным традиционным итеративным декодером, который нужно изучить и оптимизировать. Предположим, что сообщения в *l*-й итерации в D_{proto} вычисляются с использованием следующих правил обновления: $v_{v_i\to c_j}^{(l)}=\Phi\left(y_i, m_i^{(l)}\right)$ и $\mu_{c_j\to v_i}^{(l)}=\Psi\left(n_j^{(l-1)}\right)$, где $m_i^{(l)}$ ($n_j^{(l)}$) обозначим входящие сообщения на переменном узле v_i (проверочный узел c_j). Пусть L_{max} будет максимальное число итераций в D_{proto}. Предложенный итеративный НСМП декодер определяется 3-мя составляющими: $D_{nn}=\left(G, \Phi_{opt}^{(l)}, \Psi_{opt}^{(l)}\right)$, где $\Phi_{opt}^{(l)}\left(\Psi_{opt}^{(l)}\right)$ оптимизированное правило декодирования, основанное на Φ (Ψ) для обновления сообщений, переданных от переменных узлов (проверочных узлов) к проверочным узлам (переменным узлам) в l-й итерации.

НСМП состоит из одного входного слоя, K скрытых слоев и одного выходного слоя. Пусть r_0 (r_{K+1}) будет выходом входного (выходного) слоя, и r_k, 1≤k≤K будет выходом k-го скрытого слоя, в частности, $r_k=(r_{k,1}, r_{k,2}, ..., r_k, J_k)$, где J_k – количество нейронов в k-м слое, и $r_{k,t}$ является выходным значением t-го нейрона в k-м слое, 0≤k≤K+1, 1≤t≤J_k. Для входного и выходного слоев имеем $J_0=J_{K+1}=N$. Слой (k - 1) -й и k-й слой соединены обучаемой нейронной весовой матрицей $W_{J_k\times J_{k-1}}^{(k)}$, и вектор смещения в k-м слое обозначается как $b^{(k)}$.

Структура декодирования нейронной сети с многослойным персептроном (НСМП). Чтобы получить предложенный итерационный D_{nn}, сначала построим НСМП на основе G. Наша сеть будет инициализирована знанием Φ и Ψ и будет выполнять обучение с заданным критерием оптимальности.

Структура НСМП. Построенная сеть соответствует «развернутому» графу Таннера, где каждые два скрытых слоя соответствуют одной итерации в D_{proto}. Первый скрытый слой соответствует инициализации в D_{proto}. Всего в НСМП есть $K = 2L_{max} + 1$ скрытый слой. За исключением первого скрытого слоя, функции активации над нечетными (четными) скрытыми слоями работают аналогично Φ (Ψ). Основанный на D_{proto}, эта структура включает в себя следующие два класса НСМП: (1) на основе ребер и (2) на основе узлов. В НСМП на основе узлов есть два типа нейронов, представляющих сообщения через переменный и проверочный узлы в соответствующей итерации D_{proto}, соответственно. Каждый скрытый слой содержит только один тип нейронов и имеет размер N или M.

На рисунке 1 показана структура НСМП кода PG (7,3) с проективной геометрией (от англ. *Projective Geometry,* PG). Этот код PG имеет длину кода N = 7, скорость 0,429, а его матрица проверки на четность имеет M = 7 строк, а вес столбца и строки равен 3.

Мы рассматриваем D_{proto} как обычный MSA (от англ. Min-sum algorithm, MSA), работающий на максимуме итераций L_{max}, и, следовательно, соответствующий НСМП является основанным на ребре. Все его скрытые слои имеют 21 нейрон, соответствующий сообщениям по 21 ребру. t-й нейрон в первом (последнем) скрытом слое связан с одним входным узлом v_i на входном (выходном) слое, если v_i падает на ребро (t). Остальные скрытые слои связаны следующим образом: для нечетного (четного) скрытого слоя, если ребро (t) = (v_i, c_j), то t-й нейрон в этом слое связан со всеми нейронами (кроме t-го нейрона) в предыдущем слое, соответствующие ребра которого в графе Таннера инцидентны v_i (c_j). Построенный НСМП состоит из 11 скрытых слоев, что соответствует $L_{max} = 5$ итераций MSA.

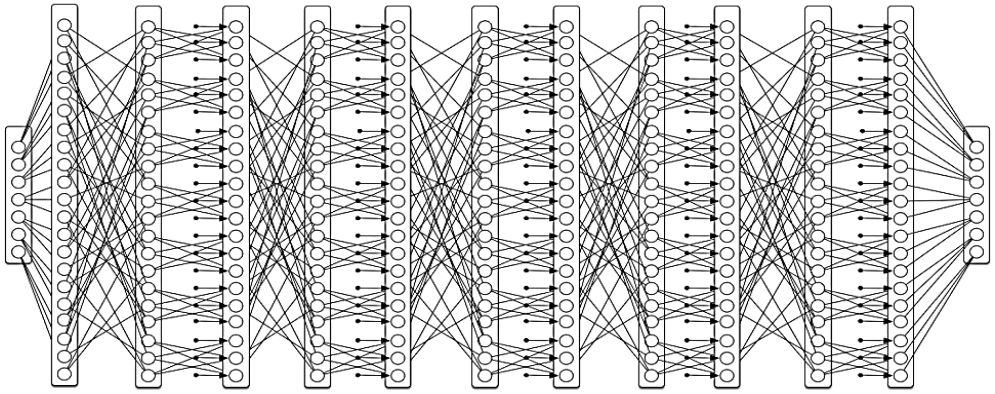


Рисунок 1. НСМП из PG(7,3)

Обучение. Поскольку канал является симметричным по выходу, мы можем предположить, что передается все нулевое кодовое слово, то есть x = 0, таким образом, y = x + z = z. С учетом условий симметрии на весовых матрицах достаточно использовать базу данных, состоящую из реализаций вектора шума z = (z_1, z_2,…, z_N). Пусть $r_0 = \Lambda$ и $u = r_{K+1}$ - значения персептрона на входном и выходном слоях соответственно. Оба r_0 и u имеют длину $J_0 = J_{K+1} = N$, причем r_0 получает сообщение о вероятности Λ. Когда D_{proto} является MSA, вместо использования сообщения правдоподобия достаточно подать шаблоны шума z в НСМП для обучения, то есть $r_0 = z$. Это потому, что MSA нечувствителен к дисперсии шума. Здесь учитываются нелинейные функции активации над u, которые преобразуют сообщения правдоподобия в вероятность. Распространенной нелинейной функцией активации является сигмовидная функция $\sigma(x) = (1 + x^{-1})^{-1}$. Поскольку $\Pr(x_i = 0 \mid y_i) = (1 + e^{-\lambda_i})^{-1} = \sigma(\lambda_i)$ и u - оценка сообщения правдоподобия Λ, σ (u) - оценка вероятности Pr ($x_i = 0|y_i$).

Оптимизированные правила декодирования D_{nn} (с точностью с плавающей запятой) выводятся на основе обученных $\{\hat{w}^{(l)}\}$ и $\{\hat{b}^{(l)}\}$.

Квантование выходов нейронов в D_{nn}. Теперь объясним, как квантовать D_{nn} на основе обученных параметров $\hat{w}^{(l)}$ и $\hat{b}^{(l)}$ для реализации в аппаратном обеспечении. Декодер с квантованными сообщениями обозначается через $D_{nn,Q}$.

Пусть $A_{nn,Lmax} = \{-H_l,\ldots, -H_2, -H_1, 0, H_1, H_2,\ldots H_l\}$ будет алфавитом конечных сообщений, состоящим из 2l + 1 уровней, где $H_i \in R^+$ + и $H_i > H_j$ для любого i> j. Функция квантования Q(x) сообщений D_{nn} определяется на основе порогового набора $T = \{T_i : 1 \le i \le l+1\}$ следующим образом:

$$Q(x) = \begin{cases} \operatorname{sgn}(x) H_i & если \quad T_i \le x \le T_{i+1} \\ 0 & если \quad |x| < T_1 \end{cases}, \qquad (4)$$

где $T_i \in R^+$ и $T_i > T_j$ для любого i>j и $T_{l+1}=\infty$. Условно мы можем определить пороги квантователя как: $T_1 = \alpha_1 H_1$, $T_i = \alpha_i H_{i-1} + (1-\alpha_i) H_i$ для 2≤i≤l, на основе множества скаляров $S_l = \{\alpha_1, \alpha_2,\ldots, \alpha_l\}$, который контролирует относительное расстояние между двумя последовательными уровнями.

Вектор *y*, полученный из канала, сначала квантуется в y_Q с использованием вышеуказанных правил. Когда начинается $D_{nn,Q}$, $\Psi_{opt}^{(l)}$ такая же как в D_{nn}, за исключением того, что сообщения $n_j^{(l-1)}$ квантуются, а их элементы принадлежат $A_{nn,Lmax}$. На основе $\{\hat{w}^{(l)}\}$, $\{\hat{b}^{(l)}\}$ и выше правил для каждой l-й итерации квантованный декодер $D_{nn,Q}$ выполняет следующее:

$$\Phi_{opt,Q}^{(l)} = Q\left(\Phi\left(\hat{b}^{(l)} y_Q, \hat{w}^{(l)} m_i^{(l)}\right)\right). \qquad (5)$$

Эксперименты и численные результаты. Моделирование D_{nn} с плавающей запятой выполняется как D_{proto} с дополнительными $\hat{w}^{(l)}$ и $\hat{b}^{(l)}$, в то время как тестовое моделирование $D_{nn,Q}$ в конечном алфавите выполняется с помощью квантователя. Показателем производительности является коэффициент ошибок по

битам (от англ. *bit-error-rate,* BER) или частота ошибок по кадрам (от англ. *frameerror-rate,* FER). Мы сравнили производительность D_{nn} $D_{nn,Q}$ и D_{proto} с тем же L_{max}.

Эксперимент Таннер кода. Код Таннера имеет вес столбца и строки 3 и 5 соответственно, поэтому НСМП состоит из 11 скрытых слоев размером 465 = 3 × 155. Размер партии был установлен равным 500 с различными SNR = {5.5, 6,6.5, 7, 7.5} и 1000 образцов на SNR. Количество эпох составляет 30**.**

Распределение $\hat{b}^{(l)}$ на разных итерациях показано на рисунке 2. Распределение смещения имеет высокую дисперсию на первых двух итерациях и получает стрелку по мере роста итерации. Дисперсионное отклонение исходит от обучения, которое имеет только 30 эпох.

На рисунке 3 приведены показатели BER для D_{nn}, D_{proto} и нормализованного MSA (NMSA) с коэффициентом масштабирования 0,75. D_{nn} превосходит как NMSA, так и D_{proto}, и при BER 10^{-9}, в течение 5 итераций D_{nn} достигает усиления кодирования 0,4 дБ по сравнению с D_{proto}. D_{nn} с 5 итерациями имеет аналогичную производительность. Другими словами, D_{nn} может достичь более быстрой сходимости, чем D_{proto}.

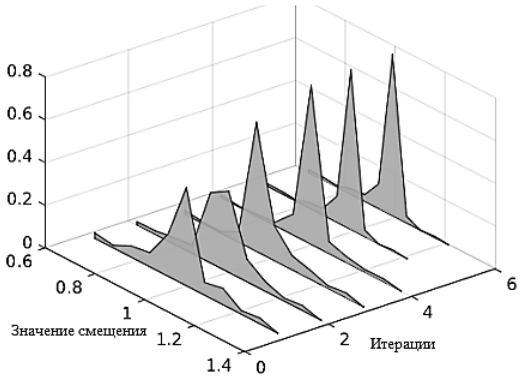


Рисунок 2. Распределение смещения в разных итерациях кода Таннера (155,64)

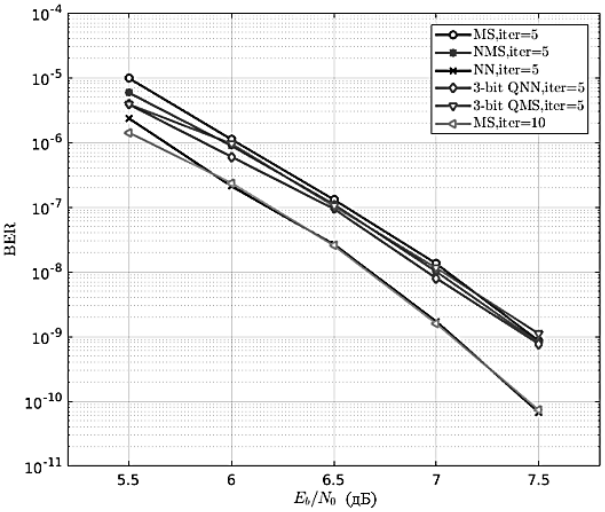


Рисунок 3. BER производительности D_{nn}, $D_{nn,Q}$, D_{proto} и $D_{proto,Q}$ кода Таннера (155,64)

Основываясь на $\{\hat{w}^{(l)}\}$ и $\{\hat{b}^{(l)}\}$, мы получаем 7-уровневую $A_{nn,5}$ и набор скаляров S_3. В частности, $A_{nn,5}$ = {1, -1.5, -0.8, -0.35, 0, 0.35, 0.8, 1.5} и S_3= {0.4, 0.4, 0.2}. В результате получается 7-уровневый квантователь Q(.), то есть сообщения с 3-битной точностью. При квантовании D_{nn} и D_{proto} с помощью Q(.) мы получаем NN-декодер 3-битной точности $D_{nn,Q}$ и обычную MSA $D_{proto,Q}$ с 3-битной точностью. Их производительность с 5 итерациями представлена также на рисунке 3. Результаты моделирования показывают, что при 5 итерациях $D_{nn,Q}$ превосходит NMSA, обычный MSA и $D_{proto,Q}$. Усовершенствование как D_{nn} и $D_{nn,Q}$ происходит от дополнительных $\{\hat{w}^{(l)}\}$ и $\{\hat{b}^{(l)}\}$. Эквивалентно, $\Phi_{opt,Q}^{(l)}$ на разных итерациях может отображаться в набор трехмерных справочных таблиц (LUT), которые описывают правила обновления переменного узла. На основе $\Phi_{opt,Q}^{(l)}$ мы получаем четыре различных LUT, причем первая и вторая итерации совместно используют одну и ту же LUT. Эти четыре разных LUT отличаются только несколькими записями. Один из подходов для представления того, как квантованный НСМП -декодер извлекает выгоду из $\{\hat{w}^{(l)}\}$ и $\{\hat{b}^{(l)}\}$, состоит в том, чтобы наблюдать, как эти LUT меняются с номером итерации и чем они отличаются от $D_{proto,Q}$. На первых

двух итерациях $D_{nn,Q}$ сильно отличается от $D_{proto,Q}$ из-за $\{\hat{w}^{(l)}\}$ и $\{\hat{b}^{(l)}\}$. По мере увеличения итерации разница между LUT становится меньше. На 5-й итерации $D_{nn,Q}$ и $D_{proto,Q}$ практически одинаковы. Более конкретно, $\Phi_{diff}^{(l)}$ говорит нам, как $D_{nn,Q}$ улучшает декодирование из $D_{proto,Q}$.

Заключение. В этой статье исследуем возможности НСМП для изучения правила итеративного декодирования передачи сообщений с конечным алфавитом для LDPC кодов. Основываясь на обученных весах и смещениях, квантуем сообщения декодера НСМП с точностью до 3 бит. Примеры и результаты моделирования показывают, что в течение 5 итераций НСМП декодер может достичь по меньшей мере 0,4 дБ по сравнению с обычным MSA с плавающей запятой при незначительном увеличении сложности декодирования и работать не хуже, чем обычный MSA с 10 итерациями. Кроме того, квантованный НСМП - декодер с 3-битной точностью работает лучше, чем как NMSA, так и обычный MSA. Мы используем различие между LUT декодера, чтобы показать, как квантованный НСМП декодер выигрывает от обученных весов и смещений и как он улучшает декодирование по сравнению с квантованным MSA.

Литература

1. A.R. Karami, A.M. Ahmadian, and H. Tavakoli, “Multi layer perceptron neural networks decoder for LDPC codes”, in 5-th international conference on wireless communications, networking and mobile computing, 2009, pp. 1-4.
2. H. Mohabeer, and K.M.S. Soyjaudah, “Application of predictive coding in the evolution of artificial neural network”, In: 3rd IEEE International Conference on Cognitive Infocommunications, 2012,pp. 775-780.
3. Хорошайлова М.В. Архитектура канального кодирования на основе ПЛИС для 5G беспроводной сети с использованием высокоуровневого синтеза // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2018. Т. 14. № 2. С. 99-105.
4. J. Yuan, C. He, W. Gao, J. Lin, and Y. Pang, “A novel hard decision decoding scheme based on genetic algorithm and neural network”, Optik - International Journal for Light and Electron Optics, vol. 125, no. 14, pp. 3457-3461, 2014.
5. Башкиров А.В. Использование стохастического вычисления для реализации недвоичного LDPC-декодера на ПЛИС / А.В. Башкиров, М.В. Хорошайлова, С.Ю. Белецкая// Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2016. – Т. 12, № 5. – С. 70-73.
6. Khoroshaylova M.V., LDPC code and decoding algorithms/ Khoroshaylova M.V.// Антропоцентрические науки: инновационный взгляд на образование и развитие личности Материалы II-ой международной научно-практической конференции : в 2-х частях. под ред. Э. П. Комаровой. 2015. С. 227-228.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ПРИ РАЗРАБОТКЕ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА АТМОСФЕРЫ

д.т.н., проф. Ростокин И.Н., ст. преп. Каряев В.В.

Муромский институт Владимирского государственного университета
имени А. Г. и Н. Г. Столетовых

Рассмотрен вопрос использования нейросетевых технологий при разработке программного обеспечения систем мониторинга атмосферы. Предложена модель системы мониторинга атмосферы. Рассмотрен вопрос построения нейронной сети для обработки массива данных, получаемых при мониторинге состояния атмосферы с целью определения зависимостей результирующих данных от входных параметров.

Введение

Для решения задач метеорологии, связанных с прогнозированием погодных условий с целью принятия оперативно-хозяйственных решений, а также составления сверхкраткосрочных прогнозов опасных явлений, наиболее целесообразным является повсеместное внедрение систем мониторинга атмосферы. Это позволит

осуществлять постоянный непрерывный контроль за ее состоянием и оперативно принимать решения с учетом наиболее вероятного развития событий.

Разработка программного обеспечения для подобных систем представляет собой сложную задачу, обусловленную как большими объемами постоянно получаемых экспериментальных данных от систем мониторинга, так и необходимостью быстро реагировать на постоянно меняющуюся обстановку. При этом необходимо учесть, что обработке будут подвергаться стандартные данные, получаемые с помощью микроволновых радиометрических сигналов, следовательно, необходимо разработать способы выявления закономерностей неявных свойств различных процессов в атмосфере и их визуализации. Ранее решение подобных задач базировалось на интуитивном построении алгоритмов работы системы и требовало больших временных затрат на проверку правильности принятых решений. Зачастую приходилось задействовать несколько специалистов узкой направленности с большим опытом работы.

В современном мире при решении задач по прогнозированию, обработке и моделированию различного рода явлений и ситуаций все большее распространение получают нейронные сети, являющиеся современным средством анализа различных данных. Наиболее важной причиной их широкого распространения является способность нейронных сетей автоматически выделять из массива данных ключевые признаки, необходимые для решения определенной задачи [1].

Определение основных закономерностей распределения микроволновых радиометрических сигналов в атмосфере при воздействии различных дестабилизирующих факторов зависит от большого числа неодинаковых по значимости факторов, поэтому неявные задачи мониторинга атмосферы как нельзя лучше подходят для применения нейросетевых технологий.

Применение нейронных сетей позволит значительно сократить время на поиск зависимостей результирующих данных от входных параметров, за счет переобучения сети и подбора входных весовых коэффициентов каждого из нейронов на каждом слое сети на всем этапе обучения.

1 Модель системы мониторинга атмосферы

Представив всю систему мониторинга атмосферы как систему с определенными входными и выходными данными, определим ее передаточную функцию, которая зависит от нескольких наборов входных характеристик

$$y = f(x) + \varepsilon, \tag{1}$$

где $f(x)$ – неизвестная передаточная функция;

x – вектор входных переменных;

ε – вектор ошибок модели.

В качестве входных данных может быть использован массив данных многочастотных микроволновых радиометрических каналов, а в качестве выходных – список вероятностей наступления потенциально опасных метеоявлений.

Для анализа подобной зависимости в сложных системах и используются нейронные сети, с помощью которых производится описание функционирования исследуемой системы [2].

Обобщенную систему мониторинга атмосферы можно представить, как взаимодействие следующих систем: информационной системы – отвечающей за обработку, накопление и хранение полученных статистических данных; системы аппаратного обеспечения – отвечающей за сбор данных и нейронной сети, проводящей анализ массива данных и выделяющей ключевые признаки, необходимые для последующего выведение математической зависимости результирующих данных от входных. Структурная схема такой модели представлена на рисунке 1.

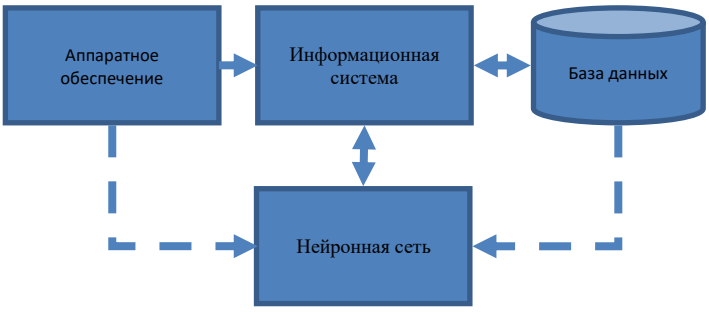


Рисунок 1. Структурная схема системы мониторинга атмосферы

Необходимость использования базы данных (БД) в предлагаемой модели обусловлено следующим:

- наличие большого объема данных, некоторые файловые системы, использование которых предполагается в данной системе, имеют ограничение на максимальный размер файла, а хранение большого количества более мелких файлов усложнит поиск и получение необходимых данных;
- возможность введения различных ограничений для обеспечения безопасности (ограничение права доступа на чтение, запись и внесения изменений);
- возможность использования дифференциальных резервных копий;
- возможность использования транзакций исключает возможность повреждения хранящихся данных при сбоях или отключении электроэнергии в момент записи изменений в БД;
- возможность многопользовательского обращения к данным;
- возможность использования (создания) дополнительных программных продуктов, используемых вне описываемой системы.

В соответствии с представленной на рисунке 1 схемой, информационная система является центром построения всей модели и выступает в роли своеобразной «прослойки» между БД и остальными частями модели. Такое построение позволит исключить занесение в БД ошибочных или некорректных данных, поступающих с аппаратной части и в тоже время дает возможность отображать данные в удобочитаемом формате (например, в виде таблиц или диаграмм), делать выборки данных по определенным, заданным пользователем условиям, а также при необходимости вносить коррекции.

В качестве аппаратного обеспечения может выступать совокупность следующих систем: многочастотный микроволновый радиометр, аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и цифровая метеостанция. Необходимо отметить, что цифровая метеостанция может быть исключена из описываемого набора, а вместо нее использоваться данные получаемые от наземных метеорологических постов и станций.

Практическая реализация таких составных частей системы мониторинга атмосферы как аппаратной и информационной систем, а также создание базы данных представляет собой весьма сложную, но вполне решаемую задачу. Наибольшие трудности вызывает построение и дальнейшее обучение нейронной сети с целью выведение математической зависимости результирующих данных от входных.

2 Построение нейронной сети

Выбор архитектуры нейронной сети, как правило, определяется входными данными, решаемой задачи и планируемыми методами обучения, но зачастую является эмпирическим.

Для решения задач классификации, аппроксимации и прогнозирования используются сети прямого распространения, как правило, это хорошо изученный многослойный персептрон, структура которого приведена на рисунке 2 [3].

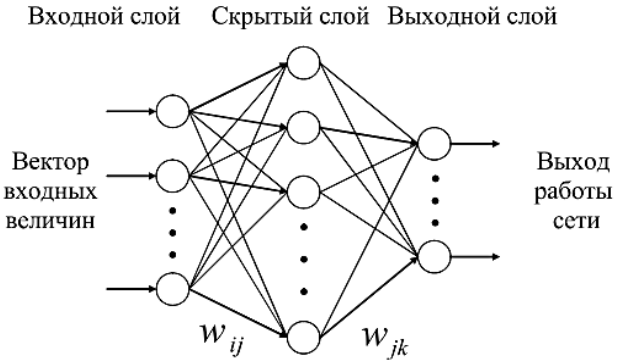


Рисунок 2. Многослойный персептрон

В ходе построения архитектуры нейронной сети необходимо определить количество скрытых слоев и количество нейронов в них. Количество нейронов во входном и выходном слоях определяется количеством входов и выходов сети. Задача определения оптимального количества нейронов в скрытых слоях является основополагающей при создании архитектуры нейронной сети. При недостаточном количестве нейронов обучение нейронной сети невозможно, избыточное их количество ведет к увеличению времени обучения, также возможен эффект излишнего обучения, выражаемый в получении идеальных результатов на

обучаемой выборке тестового набора данных и некорректное прогнозирование результатов при подаче на ее вход реальных данных.

Для определения количества скрытых слоев и оптимального числа нейронов, в скрытых слоя в настоящее время не существует четко выработанной методики. Например, в [4] рекомендуется число скрытых слоев и количество нейронов на них определять эмпирическим путем.

В [5] в соответствии с теорией Колмогорова – Арнольда – Хехт – Нильсена указано, что для аппроксимации непрерывной функции достаточно одного скрытого слоя с числом нейронов в скрытом слое

$$k = 2N+1, \quad (2)$$

где k – число нейронов в скрытом слое;

N – размерность входного вектора.

Для аппроксимации дискретной функции необходимо два скрытых слоя. На практике чаще всего используются сети, имеющие один или два скрытых слоя и число нейронов в каждом слое от N до 3N.

Для определения количества нейронов скрытых слоев сети воспользуемся правилом геометрической пирамиды [6]. Оно утверждает, что для многих практических сетей количество нейронов имеет форму пирамиды, при этом число нейронов уменьшается от входа к выходу в геометрической прогрессии. В этом случае количество нейронов единственного скрытого слоя в трехслойной сети вычисляется по формуле

$$k = \sqrt{nm}, \quad (3)$$

где n - число нейронов во входном слое;

m -число нейронов в выходном слое.

Для четырехслойного персептрона число нейронов скрытых слоев вычисляется по формулам

$$r = \sqrt[3]{\frac{n}{m}}, \quad (4)$$

$$k_1 = mr^2, \quad (5)$$

$$k_2 = mr, \quad (6)$$

где k1 - число нейронов в первом скрытом слое;

k2 - число нейронов во втором скрытом слое.

В качестве активационной функции для нейронов возможно применение сигмоидальной логистической функции (рисунок 3).

$$F(Y) = \frac{1}{1+\alpha^{Y}}, \quad (7)$$

где α – параметр наклона логистической функции.

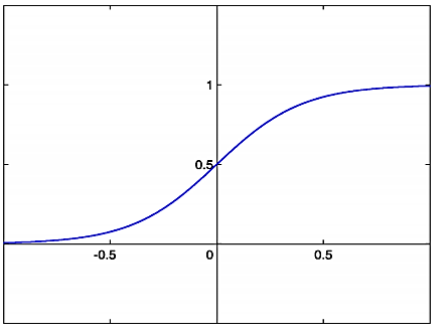


Рисунок 3. Сигмоидальной функции активации

В настоящее время создано большое количество программных систем для обучения нейронных сетей. Среди них наиболее популярны Caffe, Theano, Tensor Flow, Torch и CNTK [1]. Перечисленные системы обучения могут использовать для обучения, как многоядерные процессоры, так и графические видеоадаптеры (GPU) (включая оптимизированную библиотеку cu DNN).

Для обучения нейронной сети наиболее целесообразным видится использование алгоритма обратного распространения ошибки, минимизирующего суммарную квадратичную ошибку [7]. Он предполагает вычисление ошибки, как выходного слоя, так и каждого нейрона обучаемой сети, а также коррекцию весов нейронов в соответствии с их текущими значениями.

3 Функционирование системы мониторинга атмосферы

Функционирование системы мониторинга атмосферы начинается с подачи на входы АЦП сигналов от многоканального квадратичного детектора и подключения АЦП к USB-порту персонального компьютера или по шине данных SPI (I2C).

Занесение данных, получаемых от аппаратного обеспечения, в БД, как говорилось ранее, осуществляется через информационную систему. На вход информационной системы поступают «сырые» данные, получаемые от АЦП, которые проверяются на корректность, при необходимости обрабатываются, и записываются в виде числового массива, с указанием времени их получения, в таблицу БД.

Обучение нейронной сети производится под непрерывным «надзором» информационной системы, при снабжении ее необходимыми данными на всем этапе обучения. Процесс обучения останавливается при достижении нейронной сети заданного порога достоверности. Исключение информационной системы из процесса обучения, возможно при условии использования сторонних программных библиотек, которые могут контролировать процесс обучения и получать данные из БД.

После успешного обучения нейронная сеть может быть испытана в «полевых» условиях, т.е. путем исследования прогнозов построенных нейронной сетью на основе данных, полученных напрямую от аппаратного обеспечения.

После завершения «полевых» испытаний обученной нейронной сети теоретически возможно выведение математической зависимости результирующих данных от входных, при условии, что известны весовые коэффициенты нейронов на каждом слое и известны функции активации нейронов. Следовательно, задача выведения математической формулы сводится к последовательному составлению математических выражений для каждого слоя нейронной сети, начиная со второго (первый слой является входным) и их дальнейшей оптимизации.

Заключение

Проведение анализа возможности применения нейронных сетей для установления зависимости мощности микроволновых радиометрических сигналов системы мониторинга атмосферы от самого состояния атмосферы, а также исследование возможности применения нейронных сетей, для прогнозирования состояния атмосферы основываясь на статистических данных, собранных за прошедшие периоды, выводит мониторинг атмосферы на качественно новый уровень. А выведение математической модели, выше описанных зависимостей из весовых коэффициентов обученной нейронной сети, позволит сократить процессорное время для прогнозирования опасных метеоявлений. В конечном итоге возможно сокращение себестоимости производства систем мониторинга атмосферы.

Литература

1. Созыкин А.В. Обзор методов обучения глубоких нейронных сетей - Вестник ЮУрГУ. Серия: Вычислительная математика и информатика, 2017. Т. 6, № 3. С. 28–59. DOI: 10.14529/cmse170303.
2. Хайкин С. Нейронные сети полный курс. – М.: Вильямс, 2006. – 1102 с.
3. Евдокимов И.А., Солодовников В.И. Автоматизация построения нейронной сети в рамках объектно-ориентированного подхода - Новые информационные технологии в автоматизированных системах, 2015. С. 89-97.
4. Назаров А.В., Лоскутов А.И. Нейросетевые алгоритмы прогнозирования и оптимизации систем // – СПб: Наука и техника, 2003. – 380 с.
5. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации. - М.: Финансы и статистика, 2002. - 344 с.
6. Masters T. Practical Neural Network Recipies in C++. - Morgan Kaufmann, 1993. - 493 p.
7. Галушкин А.И. Теория нейронных сетей. - М.: ИПРЖР, 2000. - 348 с.

STUDY OF THE POSSIBILITY OF USING NEURAL NETWORK TECHNOLOGIES IN THE DEVELOPMENT OF SOFTWARE FOR THE ATMOSPHERE MONITORING SYSTEM

Ph. D., prof., I.N. Rostokin, lect. V.V. Kariayev

Murom Institute Vladimir State University named after A. G. and N. G. Stoletov

The issue of using neural network technologies in developing software for atmospheric monitoring systems was considered. The model of the atmosphere monitoring system is proposed. The question of building a neural network for processing an array of data obtained from atmospheric monitoring to determine the dependencies of the resulting data on the input parameters is considered.

———————— ◆ ————————

РАСПОЗНАВАНИЕ УСТЬЯ ЧЕРВЕОБРАЗНОГО ОТРОСТКА НА ЭНДОСКОПИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ ПРЯМОЙ КИШКИ НА ОСНОВЕ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

асп. Лебедев А.А., к.т.н. Хрящев В.В., асп. Казина Е.М.,
студ. Среднякова А.С., студ. Журавлева А.С.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Представлены результаты тестирования алгоритма распознавания устья червеобразного отростка на эндоскопических изображениях слизистой толстой кишки. База изображений была сформирована из результатов колоноскопических исследований совместно с врачами Ярославской областной онкологической больницы. В качестве архитектуры сверточной нейронной сети была выбрана модификация ResNet50, предварительно обученная на стандартной базе ImageNet. В результате применения алгоритма классификации к тестовому набору эндоскопических изображений значения метрик составили AUC=0,90, F-мера=0,886. Полученные результаты могут использоваться при разработке системы контроля качества проведения колоноскопических исследований. Внедрение подобной системы во врачебную практику позволит частично автоматизировать анализ видеоданных, что в дальнейшем приведет к снижению количества субъективных врачебных ошибок при колоноскопии.

Алгоритмы глубокого обучения получили широкое распространение в различных сферах деятельности человека [1-7] Прогресс в данной области и развитие соответствующих программно-аппаратных технологий компьютерного зрения делает все более реальным создание систем автоматической диагностики, а также систем поддержки принятия решений [1]. Внедрение подобных систем в клиническую медицину нацелено на повышение эффективности диагностики и терапии, сокращение времени и расходов на исследования, проведение контроля качества, а также обучение и совершенствования врачебных навыков специалистов. С помощью глубокого обучения активно решаются задачи классификации, сегментации и детектирования, возникающие в клинической практике при анализе медицинских изображений, представленных различными методами визуализации (рентгенография, компьютерная томография, МРТ) [2].

В частности, одним из актуальных направлений исследований является анализ эндоскопических изображений [3-4]. Особо значимое и малоизученное направление в данной области – создание систем поддержки принятия решений для проведения эндоскопии прямой кишки (колоноскопии) [5-6]. Процедура позволяет выявить доброкачественные и злокачественные образования в толстой кишке, предотвратить развитие болезней. Фундаментальными когнитивными задачами специалистов данной области являются анализ и интерпретация колоноскопических медицинских изображений. В связи с этим, к возможным сферам применения глубокого обучения относится решение задач обнаружения патологий (полипов, аденом) и соблюдения качества проведения колоноскопии [6].

Несмотря на отсутствие в мире единого стандарта проведения колоноскопии, оценить качество процедуры можно по соблюдению специалистом ряда требований. Так, о полноте исследования свидетельствует доведение эндоскопа до слепой кишки пациента, где колоноскопист осуществляет фотофиксацию устья червеобразного отростка слепой кишки [6].

Эндоскопический анализ является субъективным, так как специалисту необходимо самостоятельно определять и фиксировать точки интереса. В то же время, за счет особенностей строения толстой кишки

(большая протяженность органа, неоднородности, просветы, наличие нескольких анатомических отделов, складки) колоноскопия считается сложной процедурой даже для эндоскопистов высокого уровня. Данные факторы повышают риск возникновения врачебных ошибок [6-7].

В данной работе использована база данных, собранная специалистами Ярославской областной онкологической больницы. Изображения создавались во время проведения колоноскопии, путем фотофиксации эндоскопом разных отделов толстой кишки пациентов, в том числе устья червеобразного отростка. База данных была представлена изображениями с разрешениями 624x528 пикселей и 640x480 пикселей, полученными со следующих эндоскопических систем: эндоскопическая система OLYMPUS EXERA II, видеогастроскоп GIF 160Z; эндоскопическая система OLYMPUS LUCERA SPECTRUM, видеогастроскоп GIF 260Z; эндоскопическая система OLYMPUS EXERA III, видеогастроскоп GIF HQ290; эндоскопическая система PENTAX Medical EPK-i7010, видеогастроскоп EG-2990Zi.

С алгоритмической точки зрения решалась задача бинарной классификации, где первый класс представлял изображения слизистой толстой кишки, второй класс – изображения с устьем червеобразного отростка слепой кишки (рисунок 1).

На данный момент составлена база изображений размером 1696 изображений. Среди них 1143 + 299 - отрицательный класс (без устья), 213 + 41 положительных (изображения устья) Данная база была разделена случайным образом в соотношении 80% на 20% на обучающий и валидационный наборы. Таким образом, обучающая база состоит из 1356 изображений из которых 213 положительных и 1143 отрицательных. Валидационный набор состоит из 340 изображений, среди которых 41 положительное изображение и 299 отрицательных. Кроме того, врачами был в ручном режиме собран тестовый набор данных из 104 изображений, из которых 57 положительных и 47 отрицательных.

В качестве классификатора устья червеобразного отростка слепой кишки использовалась сверточная нейронная сеть ResNet50. Эта нейронная сеть была предварительно обучена на наборе данных Imagenet [8]. Топология сети была изменена путем замены выходного слоя двумя полновязными слоями с 1024 нейронами. Исключение (dropout) с вероятностью 0,5 в полносвязных слоях было использовано для регуляризации модели во время обучения. Выходной слой представляет собой двоичный классификатор с сигмоидом в качестве функции активации. В таблице 1 представлена структура обученной сети.

Предложенная архитектура нейронной сети обучалась в течении 200 эпох. Оптимизатор Adam (адаптивная оценка суммы, adaptive amount estimation) [9] использовался со следующими значениями параметров: скорость обучения – 0,001, регуляризация – 1e-02. В качестве функции потерь выбрана логистическая функция потерь (binary crossentropy).

В связи с тем, что классы не сбалансированы, для лучшей сходимости начальное смещение выходного слоя было установлено как $\log\left(\frac{N_{pos_nb}}{N_{neg_nb}}\right)$, а также были добавлены веса классов для взвешивания функции потерь, рассчитанные как:

$$w_{neg_class} = \frac{N_{total}}{2 * N_{neg_nb}}, \quad (1)$$

$$w_{pos_class} = \frac{N_{total}}{2 * N_{pos_nb}}, \quad (2)$$

где N_{total} – общее число примеров в тренировочном множестве, N_{pos_nb} – число положительных примеров, N_{neg_nb} – число отрицательных примеров, w_{neg_class} – вес для отрицательного класса, w_{pos_class} – вес для положительного класса.

На рисунке 2 представлены ROC-кривые для валидационного и тестового наборов эндоскопических изображений. Лучший результат на валидационном наборе составил AUC = 0,98. Кроме того, для оценки работоспособности алгоритма использовалась метрика F-мера [10]. Значение F_{val}-мера=0,873 оказалось лучшим для валидационного набора при установленном пороге h_{val}=0,418. Для тестового набора площадь под кривой равняется AUC= 0,90. Наибольшее значение F-меры для тестового набора составило 0,886 при величине порога h=0,404, а для порога h=0,418, подобранного на валидационном наборе, F-мера составила 0,877.

Таким образом, предложен и протестирован алгоритм классификации устья червеобразного отростка в области слепой кишки. В его основе лежит реализация сверточной нейронной сети на основе архитектуры ResNet50.

В результате исследования были получены следующие результаты на тестовом наборе данных – AUC=0,90, F-мера=0,877, при пороговом значении 0,418. Данные значения являются высоким результатом для задачи классификации объектов на эндоскопических изображениях кишечника. Полученные результаты могут использоваться при разработке системы контроля качества проведения колоноскопических

исследований. Внедрение подобной системы во врачебную практику позволит частично автоматизировать анализ видеоданных. В дальнейшем это приведет к снижению количества субъективных врачебных ошибок при колоноскопии.

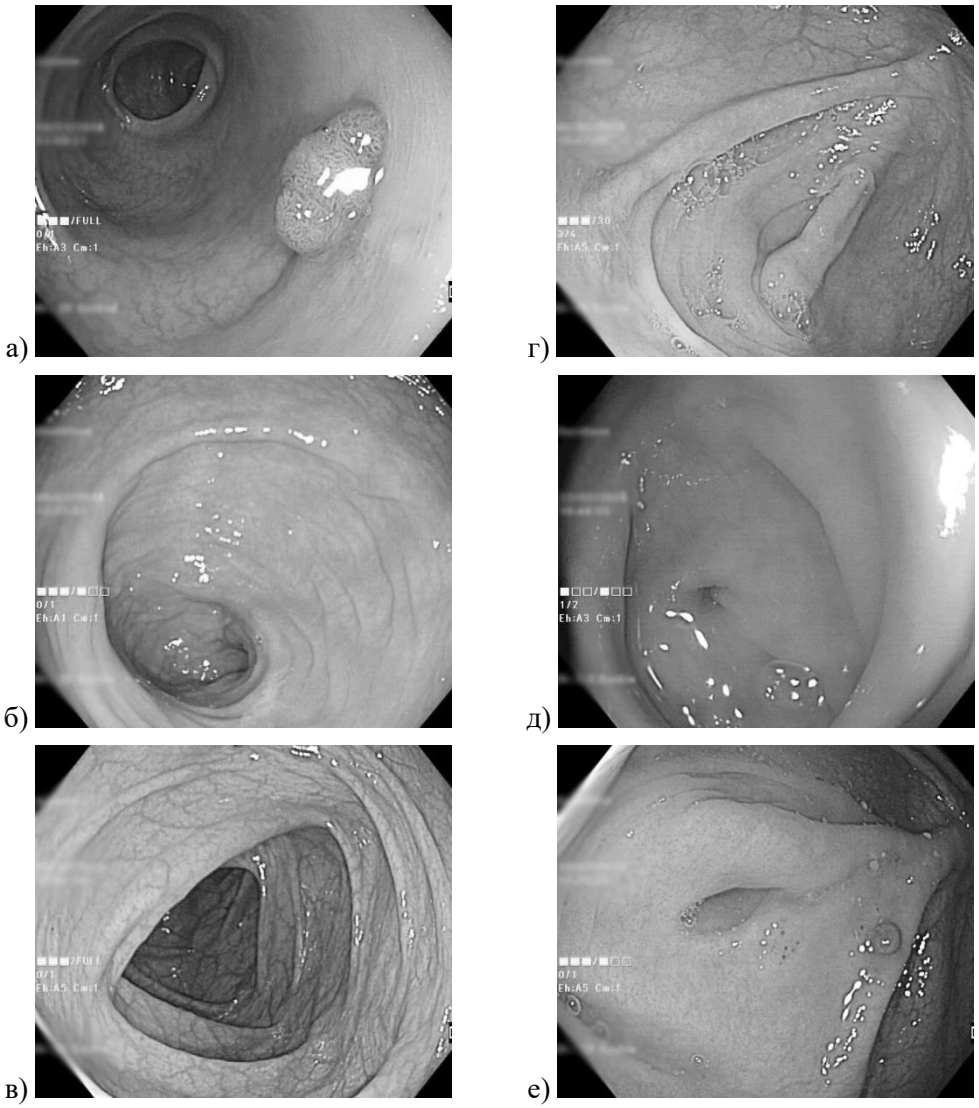
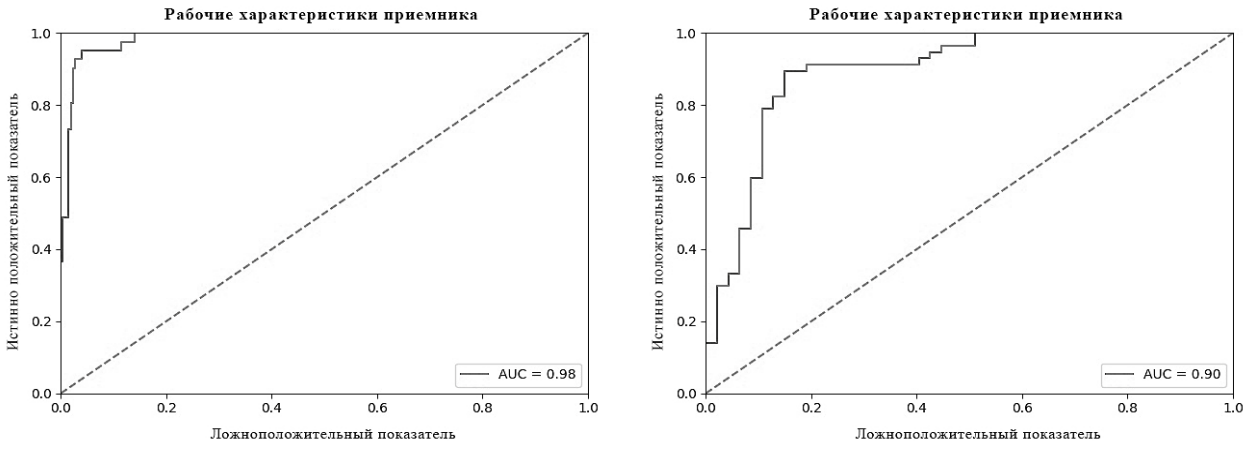


Рисунок 1 – Примеры изображений из базы эндоскопических изображений:
а, б, в - слизистой толстой кишки; г, д, е - устья червеобразного отростка слепой кишки.



а) б)

Рисунок 2 – ROC-кривая для набора эндоскопических изображений:
а – валидационный набор; б – тестовый набор.

Таблица 1.

Архитектура используемой нейронной сети ResNet50.

Название слоя	Размер на выходе	Слой / Блок слоев	Выход
Conv1	112×112	7×7, 64, шаг 2	1
MaxPool2D	56×56	3×3 объединение по максимальному значению, шаг 2	1
Conv2_x	56×56	$\begin{bmatrix} 1\times1, 64 \\ 3\times3, 64 \\ 1\times1, 256 \end{bmatrix}$	3
Conv3_x	28×28	$\begin{bmatrix} 1\times1, 128 \\ 3\times3, 128 \\ 1\times1, 512 \end{bmatrix}$	4
Conv4_x	14×14	$\begin{bmatrix} 1\times1, 256 \\ 3\times3, 256 \\ 1\times1, 1024 \end{bmatrix}$	6
Conv5_x	7×7	$\begin{bmatrix} 1\times1, 512 \\ 3\times3, 512 \\ 1\times1, 2048 \end{bmatrix}$	3
Gl_average_pool	1×1	Слой объединения по среднему	1
FC1	1024	Полносвязный слой	1
FC2	1024	Полносвязный слой	1
Sigm	2	Слой сигмоидной фунции	

Литература

1. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. Глубокое обучение // ДМК-Пресс, 2017. 652 с.
2. Zhou S.K., Greenspan H., and Shen D. Deep Learning for Medical Image Analysis. Elsevier Science (2017).
3. Münzer B., Schoeffmann K., and Böszörmenyi L. Content-based processing and analysis of endoscopic images and videos. A survey // Multimedia Tools and Applications, 77, 2018, 1323–1362.
4. Степанова О.А., Лебедев А.А., Хрящев В.В., Приоров А.Л. Использование сверточной нейронной сети SSD для детектирования патологий при эндоскопии желудка // Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPA-2019): докл. 21-й междунар. конф. – Москва, 2019. С. 533-537.
5. Akbar M., Shima R., Soroushmehr S.M.R., Karimi N., Samavi S., and Najarian K. Classification of Informative Frames in Colonoscopy Videos Using Convolutional Neural Networks with Binarized Weights // Conference Paper in Conference proceedings: Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 2018, 65-68.
6. Bisschops R, et al. Performance measures for upper gastrointestinal endoscopy: a European Society of Gastrointestinal Endoscopy (ESGE) Quality Improvement Initiative // Endoscopy, 48(9), 2016, 843-64.
7. Khryashchev V., Lebedev A., Stepanova O., and Srednyakova A. Using Convolutional Neural Networks in the Problem of Cell Nuclei Segmentation on Histological Images // Recent Research in Control Engineering and Decision Making (ICIT 2019). Studies in Systems, Decision and Control. Vol 199. 2019. Springer, Cham.
8. Russakovsky O., Deng J., Su H., Krause J., Satheesh S., Huang S. Ma, Z., Karpathy A., Khosla A., Bernstein M., Berg A., Fei-Fei L. ImageNet Large Scale Visual Recognition Challenge // Computer Vision and Pattern Recognition (cs.CV), 2015. arXiv:1409.0575v3.
9. Kingma D.P., Ba J.. Adam: A Method for Stochastic Optimization // Machine Learning (cs.LG), 2017. arXiv:1412.6980v9.
10. Sokolova M., Japkowicz N., and Szpakowicz S. Beyond Accuracy, F-Score and ROC: A Family of Discriminant Measures for Performance Evaluation // Advances in Artificial Intelligence. AI 2006. Lecture Notes in Computer Science, 4304, 2006. Springer, Berlin, Heidelberg.

AUTOMATIC RECOGNITION OF APPENDICEAL ORIFICE ON ENDOSCOPIC RECTAL GUT IMAGES BASED ON CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORK

Lebedev A.A., Khryashchev, V.V., Kazina E.M.,
Srednyakova A.S., Zhuravleva A.S.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The results of testing the recognition algorithm of the cecum achievement in endoscopic video of the colon mucosa are presented. The database of images was formed from the results of colonoscopy procedure together with the doctors of the Yaroslavl Regional Oncology Hospital. As the architecture of the convolutional neural network, the ResNet50 modification, previously trained on the standard ImageNet base, was chosen. As a result of applying the machine learning algorithm to the test set of endoscopic images, the metric values were AUC = 0.90, F-score = 0.886. The results can be used to develop a quality control system for colonoscopy procedures. The introduction of such a system in medical practice will partially automate the analysis of video data, which will subsequently lead to a decrease in the number of subjective medical errors during colonoscopy.

◆

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В ЗАДАЧЕ РАСПОЗНАВАНИЯ ДИКТОРА

асп. Стефаниди А.Ф., доц. Топников А.И., проф. Приоров А.Л.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

В настоящее время системы биометрической идентификации личности пользуются высокой популярностью в мобильных приложениях, системах контроля и управления доступом, в задачах управления мобильными роботами. В данной работе рассматривается задача распознавания личности с использованием записей речевых сигналов. Результаты исследования планируется использовать для создания системы мультимодальной биометрической идентификации. Поскольку сверточные нейронные сети демонстрируют высокие результаты в задачах детектирования, сегментации и классификации объектов в двухмерном и трехмерном пространстве, в данной работе также предложен подход идентификации личности на основе сетей данного типа. Исследования проводились с использованием современной базы аудиовизуальных данных VoxCeleb1. Для снижения вычислительной сложности исследования было решено уменьшить количество классов с 1251 до 200. Результаты моделирования показали возможность применения предлагаемого алгоритма в составе композитной мультимодальной системы идентификации личности.

Введение. В настоящее время существует множество подходов для идентификации и аутентификации личности, однако методы на основе анализа биометрических признаков являются наиболее эффективными. В частности, они, в отличие от паролей и токенов, не могут быть украдены, потеряны или забыты. Эти важные свойства способствуют развитию и все большему внедрению биометрических технологий. Данное исследование посвящено разработке и исследованию алгоритма идентификации личности на основе анализа речевых сигналов. Полученное решение будет применяться для создания системы мультимодальной биометрической идентификации. Распознавание по голосу дает возможность получения биометрических параметров в отсутствии физического контакта человека с системой, что расширяет спектр практического использования предлагаемой технологии [1-3].

Сверточные нейронные сети в последние несколько лет являются стандартным решением в задачах распознавания лиц, именно с их помощью получены наилучшие на сегодня результаты [4]. В задаче текстонезависимой идентификации диктора долгие годы таким стандартным решением являлось использование мел-частотных кепстральных коэффициентов (MFCC) и классификатора на основе моделей гауссовых смесей (GMM) [3, 6]. Для робастности к внешним условиям системы часто использовали универсальную фоновую модель (UBM) [5, 7], а также совместный факторный анализ (JFA) [8], вероятностный линейный дискриминантный анализ (PLDA) [9]. Однако развитие нейронных сетей и глубокого обучения затронули и область распознавания диктора. В последние годы стали появляться работы, демонстрирующие эффективность применения нейросетей в этой задаче [10-12].

Описание базы речевых сигналов. Для проведения эксперимента использовалась известная база VoxCeleb1 — это аудиовизуальный набор данных, состоящий из коротких фрагментов человеческой речи и цифровых изображений лиц, извлеченных из видео-интервью, загруженных на YouTube. VoxCeleb1 включает в себя речь спикеров, охватывающих широкий спектр различных национальностей, стиля произношения, профессий и возраста. База содержит более 150000 речевых сигналов для 1251 класса.

Данные хорошо сбалансированы по гендерному признаку – 55% составляет речь мужчин и 45% речь женщин. Длительность сигналов изменяется от 4 до 145 сек., в среднем 8.2 сек. На каждого диктора приходится от 45 до 250 аудио дорожек, в среднем 123 [10].

Важно отметить, что условия записи данных максимально приближены к реальным. Речевые сигналы, включенные в набор данных, собирались в сложных акустических условиях с использованием видеокамер и микрофонов с различными техническими характеристиками. Запись велась в таких местах как Красная дорожка, открытый стадион, студия телешоу, выступление на сцене перед большой аудиторией, на интервью со съемок кинофильмов и других мест, обладающих неповторимыми и уникальными акустическими свойствами. Во многих примерах присутствуют шумы естественного происхождения: фоновая речь, смех, перекрывающая речь, шумы, вызванные акустическими особенностями помещения [9]. Многие отмечают, что данная база является сложной для задачи идентификации диктора, поскольку звуковые сигналы содержат фрагменты с перекрывающейся речью, например, когда несколько людей говорят параллельно, тем самым ухудшая процесс обучения и в итоге снижая точность работы модели. Мы же решили, что данное свойство является достаточно распространенным и имеет место быть в повседневной жизни, поэтому важно получить систему, способную работать в такого рода условиях.

Для уменьшения вычислительной сложности и длительности экспериментальных исследований, было решено уменьшить количество определяемых классов с 1251 до 200. Это позволило более динамично проводить все этапы исследования и получить высокие результаты для задачи текстонезависимой классификации дикторов. В итоге анализируемая часть речевых данных составила 9.81% от общего объема базы VoxCeleb1.

Предобработка данных и архитектура сети. Весь процесс предобработки анализируемых данных основывался на применение библиотеки с открытым исходным кодом librosa. Звуковые сигналы были представлены в формате wav с частотой дискретизации 16 кГц и уровнем квантования по амплитуде в 16 бит. Для перехода в частотную область использовалось быстрое преобразование Фурье (FFT) на основе реализации librosa.core.stft со следующими параметрами – 64 мс длина окна, что эквивалентно 1024 временным отчетам, с шагом в 10 мс. Поскольку речевые сигналы имели разную длительность, было решено привести их к одной длине путем обрезания. Из каждого сигнала производилось случайное извлечение последовательности длинною в 4 сек. Если изначально запись речевого сигнала была меньше 4 секунд, в таком случае необходимую длину создавали путем добавления новых временных отсчетов, равных среднему значению амплитуды сигнала. Таким образом, каждый сигнал был представлен в виде спектрограммы размерностью 513x401x1. Далее мы брали модуль FFT и конвертировали мощность спектрограммы в децибелы (рисунок 1). В качестве нормировки использовалась пиковая мощность спектрограммы. Выше сказанное описывается следующей формулой:

$$S_{dB} = 10 * \log_{10}(S) - 10 * \log_{10}(S_p),$$

где S – мощность спектрограммы сигнала; S_p – пиковая мощность спектрограммы сигнала; S_{dB} – логарифм мощности спектрограммы в децибелах.

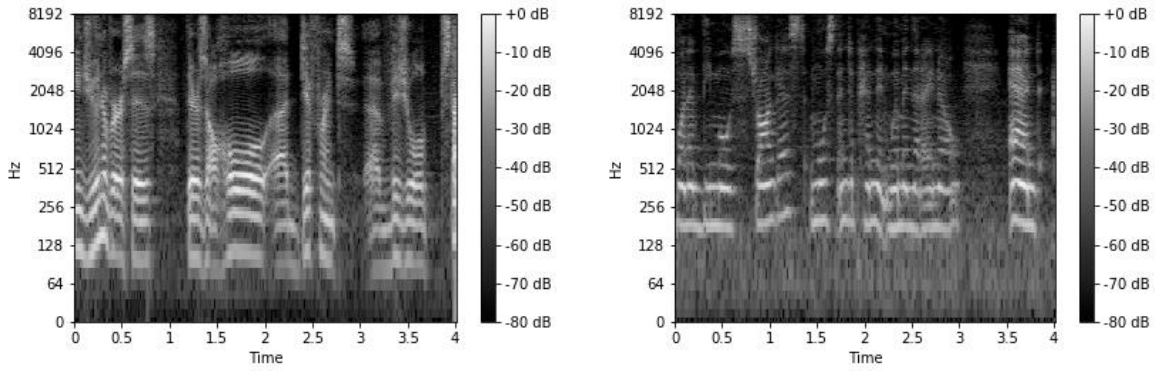


Рисунок 1. Примеры анализируемых спектрограмм

Переход из временной в частотную область позволил нам преобразовать речевые сигналы в матричное представление. Двумерный тип объекта хорошо подходит для работы со сверточными нейронными сетями. Для решения задачи распознавания диктора была выбрана CNN архитектуры VGGM [5, 10]. Верхние слои предобученной сети удалялись и вместо них собирался новый классификатор на основе двух полносвязных слоев, состоящих из 512 нейронов и последующей функцией активации ReLU. На выходе сети использовался

200-мерный softmax-слой. В качестве алгоритма численной оптимизации использовался Adam (adaptive moment estimation) с начальной скоростью сходимости 0.001. В процессе обучения скорость оптимизатора динамически уменьшалось в 0.9 раза при условии попадания в локальный минимум. Для регуляризации модели и борьбы с переобучением в процессе обучения применялся метод прореживания (dropout) нейронов в полносвязных слоях с вероятностью 0.4. Размер батча составил 32, при этом количество эпох обучения равнялось 200.

Результаты исследования. Для проведения исследования по идентификации диктора данные были поделены на три части — обучающую, проверочную и тестовую выборку. Обучающая выборка содержала набор из 12599 речевых сигналов, проверочный и тестовый набор данных содержали 1123 и 1343 сигнала, соответственно. Для контроля сходимости модели и исключения возможности переобучения использовалась категориальная функция потерь (J(Q), Categorical Cross-Entropy Loss) представленная на рисунке 2.

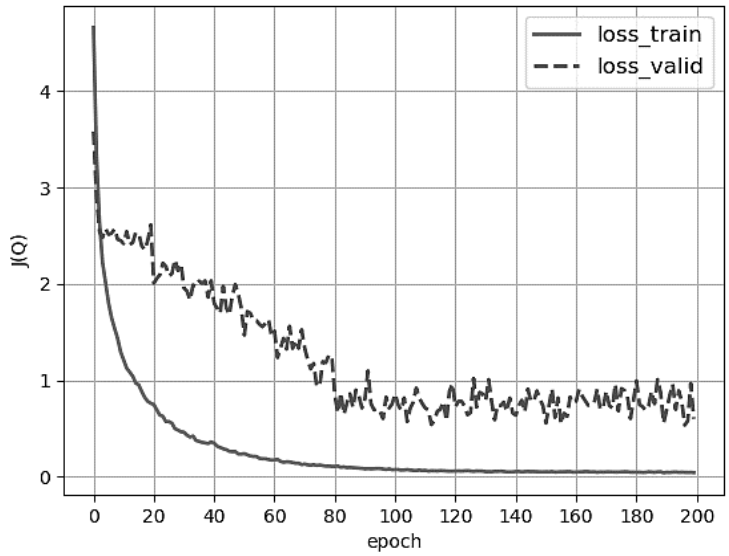


Рисунок 2. Кривые изменения функции потерь в процессе обучения CNN-VGGM

На рисунке 2 представлен процесс обучения сверточной нейронной сети, где $loss_{train}$ и $loss_{valid}$ – потери на тренировочном и валидационном множестве, соответственно. Реализация является верной, поскольку J(Q) имеет монотонно убывающую тенденцию, спускаясь в конечном итоге на «плато». Дополнительно во время обучения проводился мониторинг метрики оценки доли правильных ответов (accuracy, acc) на кросс-валидационном и обучающем множестве (рисунок 3).

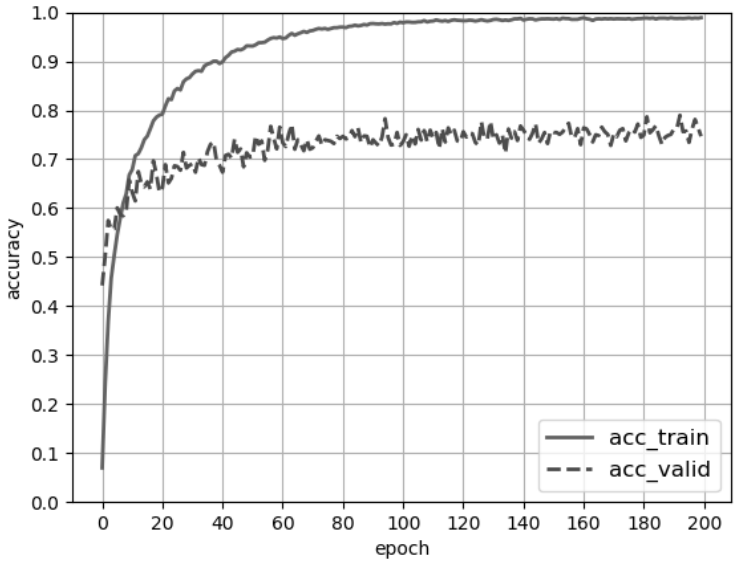


Рисунок 3. Кривые изменения доли правильных ответов в процессе обучения CNN-VGGM

Из рисунков 2 и 3, можно сделать вывод о том, что сеть научилась классифицировать речевые сигналы из обучающей выборки, имея уровень accuracy в 98.91%. Однако на кросс-валидационном множестве данный показатель составляет 78.87%. В процессе анализа данных было отмечено, что при создании базы VoxCeleb1 для каждого класса отбирали множество видеороликов, при этом фрагменты из конкретного видео ролика сортировались только в одну из трех подвыборок. При такой постановке задачи сеть может столкнуться, как и в валидационном, так и тестовом наборе с примерами, содержащими шумы, акустические помехи, которые она априори не могла встретить в процессе обучения.

В таблице 1 представлены результаты работы CNN-VGGM на обучающем, проверочном и тестовом множестве. В качестве метрики оценки точности классификации используются accuracy различного типа – top-1, top-3, top-5.

Таблица 1

Результаты идентификации дикторов из база речевых сигналов VoxCeleb1

Accuracy	Top-1 (%)	Top-3 (%)	Top-5 (%)
Train	93.10	96.73	98.52
Valid	77.27	83.17	88.32
Test	74.65	82.40	86.97

Из таблицы видно, что модель показывает на тестовой выборке уровень точности acc-top-5 86.97% в задаче классификации 200 классов из базы VoxCeleb1. Показатель достаточно высокий и может быть сравним с современными результатами для данного набора аудиовизуальных данных [11, 12].

В качестве рекомендаций по улучшению качество работы CNN-VGGM модели можно предложить увеличение прореживания полносвязных слоев или применить аугментирование речевых данных с использованием различных преобразований и типов помех. Также существует возможность увеличения обучающей выборки за счет использования полного набора данных VoxCeleb1 или более крупной базы речевых сигналов VoxCeleb2 [11]. Эти рекомендации будут учтены при дообучении CNN-VGGM на следующем этапе исследования.

Заключение. В данном исследовании рассматривались вопросы классификации личности по такому биометрическому параметру, как голос. Для решения поставленной задачи использовались сверточная нейронная сеть архитектуры CNN-VGGM. В качестве базы речевых сигналов был выбран аудиовизуальный набор данных VoxCeleb1. Для уменьшения вычислительной сложности и длительности экспериментальных исследований, было решено уменьшить количество определяемых классов с 1251 до 200. Это позволило более динамично проводить все этапы исследования и получить высокие результаты для задачи текстонезависимой классификации дикторов.

Точность классификации дикторов на тестовой выборке по метрики acc-top-5 составила 86.97%. Следующим этапом исследования планируется повышение точности распознавания речевых сигналов путем: применения мел-частотных кепстральных коэффициентов; модификации архитектуры обучаемой сети; изменения параметров регуляризации; использование полного набора данных VoxCeleb1 или более крупной базы речевых сигналов VoxCeleb2. Дополнительно будут проведены исследования по созданию мультимодального решения на основе речевой и лицевой модальности, а также по разработке алгоритмов объединения биометрических систем.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-90158.

Литература

1. Хайкин С. Нейронные сети: Полный курс. Пер. с англ. Н. Н. Куссуль, А. Ю. Шелестова. 2-е изд. – М.: Издательский дом Вильямс, 2008. – 1103 с.
2. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2012. – 1104 с.
3. Стефаниди А.Ф., Хрящев В.В., Приоров А.Л., Топников А.И. Разработка и исследование алгоритмов обработки и распознавания речевых сигналов и изображений для систем мультимодальной биометрии // Цифровая обработка сигналов. – 2017. – №3. – С. 45–49.
4. Sun Y., Ding L., Wang X., Tang X. DeepID3: Face recognition with very deep neural networks // CoRR, abs/1502.00873. – 2015.

5. Khryashchev V., Topnikov A., Stefanidi A., Priorov A. Bimodal person identification using voice data and face images // In Proceedings SPIE 11041, Eleventh International Conference on Machine Vision. DOI= https://doi.org/10.1117/12.2523138. – 2018.
6. Tupitsin G., Topnikov A., Priorov A. Two-step noise reduction based on soft mask for robust speaker identification // In Proceedings 18th Conference of Open Innovations Association FRUCT. – 2016. – P. 351–356.
7. May T., Par S., Kohlrausch A. Noise-Robust speaker recognition combining missing data techniques and universal background modeling // IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing. – 2012. – Vol. 20, no. 1. – P. 108–121.
8. Kenny P. Joint factor analysis of speaker and session variability: Theory and algorithms // Tech report. – 2005. – P. 27–45.
9. Prince S.J.D. Probabilistic Linear Discriminant Analysis for Inferences About Identity // Proc. IEEE 11th International Conference on Computer Vision (ICCV 2007). – 2005. – P. 1–8.
10. Nagrani A., Chung J.S., Zisserman A. VoxCeleb: a large-scale speaker identification dataset // arXiv preprint arXiv: 1706.08612v2. – 2017.
11. Chung J.S., Nagrani A., Zisserman A. VoxCeleb2: Deep Speaker Recognition // Proc. Interspeech. – 2018. – P. 1086–1090.
12. Xiang X., Wang S., Huang H., Qian Y., Yu K. Margin Matters: Towards More Dicsriminative Deep Neural Network Embeddings for Specker Recognition // arXiv preprint arXiv: 1906.07317v1. – 2019.

APPLICATION OF CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS FOR SPEAKER RECOGNITION TASK

Stefanidi A.F., Topnikov A.I., Priorov A.L.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

Currently, biometric identification systems are often used in mobile applications, access control and management systems as well as for the management of mobile robots. In this paper, we consider the problem of personality recognition using speech signals. The results of the research will be used to create a system of multimodal biometric identification. Since convolutional neural networks demonstrate the highest results regarding the problems of detection, segmentation, and classification of 2D and 3D objects, this paper also proposes an approach to person identification based on convolutional neural networks. The research was carried out using modern audiovisual database VoxCeleb1. To decrease the computational capability of the experiment, the researchers reduced the number of classes from 1251 to 200. The development results showed the possibility of using the proposed algorithm as a part of a multimodal identity identification system.

◆

КОМБИНИРОВАННАЯ НЕЙРОННАЯ СЕТЬ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ РУКОПИСНЫХ ЦИФР

студ. Каюмов З.Д., доц. Тумаков Д.Н., доц. Мосин С.Г.

Казанский (Приволжский) федеральный университет

Рассмотрено применение комбинации сверточной нейронной сети и многослойных персептронов для распознавания рукописных цифр. Распознавание осуществляется двумя наборами сетей, следующих друг за другом. Первая нейронная сеть выбирает две цифры с максимальными функциями активации. В зависимости от победителей активируется следующая сеть (многослойный персептрон), которая выбирает одну цифру из двух. Предложенный алгоритм протестирован на данных из MNIST. Оценена погрешность распознавания рукописных цифр при таком подходе.

Введение

В настоящее время нейронные сети играют существенную роль в нашей жизни. Широкое использование нейронные сети находят в науке [1, 2], технике [3, 4] и многих других областях [5, 6]. Одним из основных применений сетей является обработка изображений. Сюда относятся различные задачи, связанные с классификацией, локализацией и распознаванием объектов. Подобные задачи связаны с разработкой принципов и построением систем, предназначенных для определения принадлежности объекта к одному из классов объектов. Классы объектов могут быть заранее выделены (задача классификации) или необходимо их выявить в процессе решения задачи (задача кластеризации). Под объектами в распознавании образов понимают различные предметы и явления, процессы и ситуации, сигналы и т.д. Например, нейронные сети используются для распознавания объектов и символов [7], для распознавания цифр [8]. Также для распознавания действий человека [9], эмоций лица [10, 11], обнаружения пешеходов [12].

Самыми распространенными среди сетей для данного класса задач являются сверточные нейронные сети [13, 14]. Здесь, благодаря использованию сверточных слоев, входные данные фильтруются от ненужных деталей. Это позволяют далее обрабатывать лишь полезную информацию, за счет чего происходит эффективное распознавание объектов. Архитектура сверточных нейронных сетей была впервые представлена в 1998 году Яном Лекуном (архитектура LeNet) [15, 16]. Особое внимание на сверточные сети обратили лишь спустя 14 лет, когда в 2012 году архитектура AlexNet [17] (модифицированная и улучшенная LeNet), с большим отрывом победила в конкурсе ImageNet. С тех пор сверточные нейронные сети активно используются при работе с визуальными данными [18, 19].

В настоящей работе мы рассмотрим распознавание рукописных цифр из базы MNIST [20] комбинированной нейронной сетью, которая интерпретируют изображение итеративно, последовательно получая правильный ответ [21]. Ранее различными авторами не раз производились многочисленные попытки достичь максимальной точности распознавания рукописных цифр. Например, при использовании одноуровневого перцептрона ошибка была равна 12%, а для двухслойных сетей с помощью упругих деформаций ошибка достигала 0.7% [22]. Однако наиболее высокие результаты удалось получить лишь при использовании глубоких сверточных нейронных сетей. Например, набор из 35 шестислойных сверточных нейронных сетей с предварительной обработкой и широкой нормализацией для обучения показал 0.23% ошибки [23], а при использовании ансамбля из пяти таких сетей с существенно расширенным набором данных уровень ошибки составил всего 0.21% [24].

Однако во всех этих методах делается искажения или обработка изображений. Такие способы предполагают увеличение данных для обучения, за счет чего выборка становится существенно больше, и процесс ее обучения занимает очень много времени. Например, в случае упругих деформаций, в начале каждой эпохи весь комплект MNIST для обучения деформируется. Происходят аффинные преобразования над изображениями. Это также требует определенных временных затрат. В представленной нами комбинированной нейронной сети, все приведенные выше действия перед обучением не производятся, а добавленные дополнительные сети быстро обучаются на малых наборах данных.

Целью настоящей работы не является достижение максимальной производительности для нейронной сети. Задача состоит в проверке возможностей представленного подхода при «усредненном» обучении. Поэтому очевидно, что результаты могут быть несколько улучшены, например, за счет предобработки [25], подбора функций активации [26] и других методов.

Первый уровень. Распознавание цифр сверточной нейронной сетью

Рассмотрим архитектуру шестислойной сверточной сети, состоящий из входного слоя, содержащего 784 нейрона (одно изображение из базы MNIST имеет размерность 28 на 28 пикселов) и шести слоев:

1. Сверточный слой, 11 карт признаков размерности 24x24 (ядро обхода 5x5).
2. Подвыборочный слой, 11 карт признаков размерности 12x12.
3. Сверточный слой, 22 карты признаков размерности 8x8 (ядро обхода 5x5).
4. Подвыборочный слой. 22 карт признаков размерности 4x4.
5. Полносвязный слой, 120 нейронов.
6. Полносвязный слой, 10 нейронов.

Обучение сети будем осуществлять методом обратного распространения ошибки [27].

Заметим, что параметры сети установлены экспериментальным путем. Например, таким образом получено оптимальное число матриц в первом сверточном слое, содержащие 11 карт признаков 24 на 24. Сеть обучалась и тестировалась на данных, представляющих собой рукописные цифры размером 28 на 28 пикселей из базы MNIST.

Наименьшая ошибка, представленной сверточной нейронной сети, на тестовой выборке MNIST составила 0.82% (неправильно распознано 82 изображения из тестовой выборки, содержащей 10 тысяч рукописных изображений). Отметим, что мы не добивались максимальной точности на этом этапе.

Часто «правильная» цифра имеет второе по величине значение активации. В связи с этим можно предположить, что улучшение распознавания может быть достигнуто путем создания дополнительной сети, которая будет обучаться распознавать одну цифру от остальных.

Второй уровень. Дополнительные многослойные персептроны

Дополнительные сети представляют собой набор трехслойных персептронов, обученных для распознавания одной цифры. Необходимо 10 таких сетей (равно количеству цифр). В скрытых слоях представленной сети содержится по 100 нейронов, а выходной слой состоит из одного нейрона. На выходе сверточной нейронной сети выбираются две цифры с максимальными значениями активации. Поскольку, персептрону трудно различать похоже написанные цифры, поэтому на второй этап лучше отправлять только сильно отличающиеся в записи пары чисел (в Таблице 1 обозначены знаком +). К примеру цифру 0 будем сравнивать лишь с 1, 4 и 7, так как остальные цифры имеют округления при написании.

Для данных пар цифр вызываются соответствующие дополнительные сети. В случае, если результатом будет цифра с наибольшим значением активации на выходном слое этих сетей, то получим ошибку 0.81% (улучшение всего на 0.01%). Теперь попробуем сравнивать значения дополнительных сетей не только между собой, но и с определенным числом (порогом). Для каждой цифры порог выбирается индивидуально. Для этого оценим зависимость ошибки от значения порога, найдем 50% оптимальный интервал, в котором выберем среднее значение. Среднее значение и будет считаться оптимальным порогом. Приведем соответствующую таблицу, содержащую интервал и значения порога для всех цифр (Таблица 2).

Таблица 1.

Пары чисел, проходящие во второй этап.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	-	+	–	–	+	–	–	+	–	–
1	-	-	–	+	–	+	+	–	+	–
2	-	-	-	+	+	+	+	+	–	+
3	-	-	-	-	+	+	+	–	–	–
4	-	-	-	-	-	+	+	+	–	–
5	-	-	-	-	-	-	+	+	–	–
6	-	-	-	-	-	-	-	+	–	+
7	-	-	-	-	-	-	-	-	–	+
8	-	-	-	-	-	-	-	-	-	–
9	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Таким образом, алгоритм распознавания с помощью комбинации нейронных сетей имеет две следующие стадии:

1) проход через глобальную сеть;

2) проход двух цифр с максимальными значениями на выходе через дополнительные сети, если их разница значений активации не превосходит 0.5 на первом этапе (значение 0.5 получено экспериментально). Если значение на выходе первой сети больше значения на выходе второй сети, а также оно больше чем, найденный на предыдущем этапе, оптимальный порог, то результатом сети будет первая цифра. В случае, если же полученные значения дополнительных сетей меньше заданного порога, а также если данная пара цифр не попадает в число возможных пар из таблицы 2, то, в качестве результата, выдаем ответ сверточной нейронной сети с максимальным значением на выходе.

Таблица 2.

Нахождение оптимального порога.

Цифра	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Среденее значение	0.2	0.05	0.66	0.52	0.43	0.59	0.70	0.55	0.65	0.36
50% интервал	[0,06; 0,56]	[0,01; 0,51]	[0,37; 0,87]	[0,35; 0,85]	[0,12; 0,62]	[0,2; 0,7]	[0,3; 0,8]	[0,17; 0,67]	[0,38; 0,88]	[0,21; 0,71]

Представим на рисунке 1 общую архитектуру нашей многоуровневой сети. На вход (на схеме слева) подается изображение, состоящее из 784 пикселов. Эти данные поступают в первую нейронную сеть, описанную в пункте 2. Также данные подаются на входы в 10 нейронных сетей второго уровня, показанные на схеме в верхней части. Получившиеся на выходе значения сверточной нейронной сети анализируются в функциональном блоке. В последний блок входят цифры-победители, а также управляющий символ, указывающий из какой нейронной сети необходимо выбрать цифру (она и будет на выходе из данного блока).

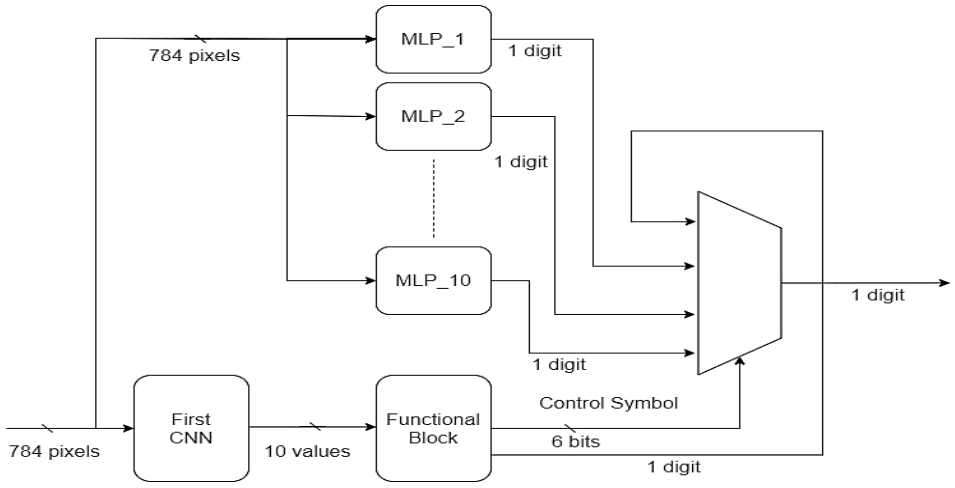


Рисунок. 1. Схема комбинированной нейронной сети.

Матрицу ошибок представим в Таблице 3. В итоге, при распознавании цифр, остается 75 неправильно определенных изображений.

Рассмотрим пример правильно распознанной на втором этапе 5752-ю цифры из MNIST (предпоследняя цифра на Рис. 2). Первый этап выдает следующий результат: значение на выходе у цифры 3 равно 0.5, а у цифры 5 равно 0.13. Разница активации составляет 0.37 в пользу 3. Поскольку разница активации меньше 0.5, изображение пропустим через дополнительную сеть для 3 и 5. Получим на выходе для цифры 3 значение 0.0004, а для 5 получим 0.64. Поскольку 0.64 больше оптимального порога для данного числа (0.59), то результатом нейронной сети будет цифра 5.

Таблица 3.

Матрица ошибок дополнительных сетей.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	974	-	-	-	-	-	2	2	2	-
1	-	1132	-	1	-	-	1	-	1	-
2	-	1	1027	-	1	-	-	2	1	-
3	-	-	-	1004	-	2	-	-	4	-
4	-	-	2	-	974	-	2	-	-	4
5	1	-	-	4	-	884	1	1	-	1
6	2	3	-	-	1	1	950	-	1	-
7	-	2	4	1	-	-	-	1017	1	3
8	1	-	2	1	1	-	-	-	968	1
9	1	1	1	2	5	2	-	1	-	996

В итоге, на выходе нейронных сетей осталось 75 неправильно распознанных изображений. Все успешно исправленные дополнительной сетью цифры представим на рисунке 2.

Рисунок. 2. Изображения, нераспознанные на первом этапе, но определенные на втором.

Таким образом, количество правильных цифр составляет 9925 из 10000, а ошибка распознавания с помощью полученных сетей составляет 0.75%. Рассмотрим также традиционную F-метрику. В Таблице 4 приведены значения точности, полноты и F-метрики для каждой из десяти цифр.

Таблица 4.

Таблица ошибок распознавания отдельных цифр.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Полнота	0.995	0.994	0.991	0.991	0.992	0.994	0.994	0.994	0.990	0.991
Точность	0.994	0.997	0.995	0.994	0.992	0.991	0.992	0.992	0.994	0.987
F-мера	0.994	0.996	0.993	0.993	0.992	0.993	0.993	0.992	0.992	0.989

Из таблицы видно, что все цифры имеют F-метрику порядка 0.99. Можно сделать вывод, что «худшая» для распознавания цифра это 9 (F=0.989), а «лучшая» - 1 (F=0.996).

Оценка погрешности полученных нейронных сетей

Вычислим минимальную погрешность предложенного алгоритма. Для этого мы оценим результаты первого этапа для тестовых изображений. На выходе первой сети мы оставляем две цифры с самыми большими значениями активации. В случае, если ни одна из двух оставшихся цифр не является верной, то с помощью дополнительной сети мы уже не сможем получить правильное значение. И, очевидно, что число ошибок первой сети представляет собой минимально возможную ошибку.

В итоге, мы получили 30 таких изображений. Отметим, что приведенные выше цифры не попадают в пару победителей первого этапа, но имеют близкие к ним значения на выходе. Действительно, рассмотрим 449 цифру из тестовой выборки MNIST, ее правильное значение равно 4. Однако на первом этапе мы получаем 0.722 для 2 и 0.223 для 6. Для правильной цифры 4 результат равен 0.03, для остальных цифр значения существенно меньше. При оценке точности также учитываются ошибочные изображения, которые не проходят во второй этап согласно Таблице 2. Таких цифр 38 штук. Таким образом, максимальная точность, которую можно достичь с помощью представленного алгоритма, составляет 99.32%.

Заключение

Предложена комбинированная сверточная нейронная сеть для распознавания образов. Последовательно расположенные две сети применены к распознаванию рукописных цифр, содержащихся в базе MNIST. Первая нейронная сеть выбирает две цифры из десяти, следующая нейронная сеть выбирает из двух цифр одну.

Предложенный алгоритм протестирован на данных из MNIST. Погрешность распознавания составила 0.75%. Показана, что минимальная ошибка при таком подходе составляет 0.68%, а точность F-меры составляет около 0.99 для каждой цифры.

Литература

1. Tumakov, D.N., Khairullina, D.M., and Valeeva, A.A. (2017) “Recovery of parameters of a homogeneous elastic layer using neural networks.” *Journal of Fundamental and Applied Sciences* **9**: 1202–1220.
2. Wachinger, C., Reuter, M., and Klein T. (2018) “DeepNAT: Deep convolutional neural network for segmenting neuroanatomy.” *NeuroImage* **170**: 434–445.
3. Dautov, R., and Mosin, S. (2018) “Technique to aggregate classes of analog fault diagnostic data based on association rule mining.” in *Proceedings of 19th International Symposium on Quality Electronic Design:* 238–243.
4. Zhang, X., Zhou, X., Lin, M., and Sun, J. (2018) “ShuffleNet: An extremely efficient convolutional neural network for mobile devices.” in *Proceedings IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*: 6848–6856
5. Dreyfus, G. (2005) Neural Networks Methodology and Applications, Springer-Verla.
6. Veelenturf, L. P. J. (1995) Analysis and Applications of Artificial Neural Networks, Prentice Hall.
7. Neha, S., Vibhor, J., and Anju, M. (2018) “An analysis of convolutional neural networks for image

classification." *Procedia Computer Science* **132**: 377–384.
8. Shruti, R., Kulkarni, and Bipin, R. (2018) "Spiking neural networks for handwritten digit recognition – Supervised learning and network optimization." *Neural Networks* **103**: 118–127.
9. Earnest, P.I., and Krishna, M.C. (2016) "Human action recognition using genetic algorithms and convolutional neural networks." *Pattern* **59**: 199–212.
10. Xuanyu, H., and Wei, Z. (2018) "Emotion recognition by assisted learning with convolutional neural networks." *Neurocomputing* **291**: 187–194.
11. Mesbah, A., Berrahou, A., Hammouchi, H., Berbia, H., and Daoudi, M. (2019) "Lip reading with hahn convolutional neural networks." *Image and Vision Computing* **88**: 76–83.
12. Tomè, D., Monti, F., Baroffio, L., Bondi, L., and Tubaro, S. (2016) "Deep convolutional neural networks for pedestrian detection." *Signal Processing: Image Communication* **47**: 482–489.
13. Zeiler, M., and Fergus, R. (2014) "Visualizing and understanding convolutional networks." in *Proceedings of the European Conference on Computer Vision*: 818–833.
14. Schmidhuber, J. (2015) "Deep learning in neural networks: An overview." *Neural Networks* **61**: 85–117.
15. LeCun, Y., Bottou, L., Bengio, Y., and Haffner, P. (1998) "Gradient-based learning applied to document recognition", in *Proceedings of the IEEE* **86**: 2278–2324.
16. Convolutional Neural Networks (LeNet) – *DeepLearning 0.1 documentation*. DeepLearning 0.1. LISA Lab.
17. Krizhevsky, A. (2012) "ImageNet: Classification with deep convolutional neural networks." in *Proceedings of the 25th International Conference on Neural Information Processing Systems* **1**: 1097–1105.
18. Neha, J., Shishir, K., Amit, K., Pourya, S., and Masoumeh, Z. (2018) "Hybrid deep neural networks for face emotion." *Pattern Recognition Letters* **115**: 101–106.
19. Jiuxiang, G., Zhenhua, W., Jason, K., Lianyang, M., and Tsuhan, C. (2018) "Recent advances in convolutional neural networks." *Pattern Recognition* **77**: 354–377.
20. The MNIST database handwritten digits. URL: http://yann.lecun.com/exdb/mnist.
21. Behnke, S. (2003) Hierarchical Neural Networks for Image Interpretation, Springer-Verlag.
22. Simard, P., Dave, S., and Platt, J. (2003) "Best practices for convolutional neural networks applied to visual document analysis." in *Proceedings on Seventh International Conference*: 958–962.
23. Cires, D., Ueli, M., and Jürgen, S. (2012) "Multi-column deep neural networks for image classification." in *Proceedings of IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*: 3642–3649.
24. Romanuke, V. (2016) "Training data expansion and boosting of convolutional neural networks for reducing the MNIST dataset error rate." *Research Bulletin of NTUU "Kyiv Polytechnic Institute"* **6**: 29–34.
25. Mosin, S. (2019) "Machine learning and data mining methods in testing and diagnostics of analog and mixed-signal integrated circuits: Case study." *Communications in Computer and Information Science* **968**: 240–255.
26. Latypova, R., and Tumakov, D. (2018) "Method of selecting an optimal activation function in perceptron for recognition of simple objects." in *Proceedings of 16th IEEE East-West Design and Test Symposium*: 390–394.
27. Hecht-Nielsen, R. (1992) "Theory of the backpropagation neural network." *Neural Networks* **2**: 65–93.

COMBINED NEURAL NETWORK FOR HANDWRITING RECOGNITION

Stud. Kayumov Z., Assoc. Prof. Tumakov D., Assoc. Prof. Mosin S.

Kazan Federal University

The use of a combination of a convolutional neural network and multilayer perceptrons for recognizing handwritten numbers is considered. A recognition is carried out by two sets of networks following each other. The first neural network selects two digits with maximum activation functions. Depending on the winners, the following network is activated (the multilayer perceptron), which selects one from two digits. The proposed algorithm is tested on data from MNIST. The recognition error of handwritten numbers is estimated with the approach.

РАЗРАБОТКА АРХИТЕКТУРЫ ПРОГРАММНОЙ AI ПЛАТФОРМЫ ДЛЯ АНАЛИЗА ТАКТИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ ДЕЙСТВИЙ И ФУНКЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ ФУТБОЛИСТОВ В ПРОЦЕССЕ ИГРЫ ПО ДАННЫМ ВИДЕОТРАНСЛЯЦИИ

Хельвас А.В., асп. Хафизов Р.Р. ,
асп. Гиля – Зетинов А.А., студ. Малышев С.А.

Московский физико – технический институт

В статье предложена архитектура решения для анализа тактико-технических действий и психофизиологического состояния футболистов в процессе игры по данным видеотрансляции. Предложен подход, опирающийся на построение скелетной модели игроков и последующий анализ векторной траектории движения игроков для определения выполняемых действий. Для межкадровой обработки предложено использовать фильтр Калмана.

Введение

Видеотрансляции футбольных матчей представляют собой последовательность видеоизображений с набора видеокамер высокого разрешения. Поскольку трансляция как правило ведется в режиме on-line, возникает возможность ее использования для анализа игры в реальном времени в интересах поддержки принятия решений тренерами команд. Уже сегодня стандартом де-факто является использование 4K видео. Наличие такого прекрасного инструмента, как видео высокого разрешения позволяет перейти от субъективной оценки игры команды тренером, находящимся на скамейке около поля к объективной оценке как индивидуальных, так и коллективных показателей команды, меняющихся в процессе игры.

Роль коллективных действий футбольной команды, как совокупности действий отдельных игроков, была точно сформулирована В.В. Лобановским еще в 1989 году:

"Коллективное осмысленное движение поставлено во главу угла в современном футболе. Игровой прямоугольник стал таким же доступным, как баскетболистам – баскетбольная площадка. Футболистам, подготовленным, естественно, как подобает, не составляет труда промчаться 50–60 метров вперед и столько же – назад. На поле не должно быть пассивных игроков. Общее движение. Ошибка должна быть моментально исправлена. Сегодняшний футболист не является одиноким солдатом, сражающимся в своем углу с противником. Он охватывает все поле битвы, а на поле этом нет клочков, свободных от борьбы." [1]

Целью предлагаемой работы является разработка алгоритмического подхода, позволяющего получить объективную оценку индивидуальных и командных показателей непосредственно в ходе футбольного матча на основе анализа видеотрансляции высокого разрешения с использованием технологий искусственного интеллекта.

1. Обзор применения обработки видео для формирования футбольной аналитики

Применение анализа видео в спорте и, в частности, в футболе является достаточно известным направлением в спортивной аналитике. Хороший обзор основных подходов приведен в статье [2].

Для решения задачи футбольной аналитики разработан ряд массивов данных, на которых возможно обучение алгоритмов и сравнение их эффективности. Так, в статье [3] описан подход к детектированию действий футболистов. Для него были собраны и размечены данные из 500 игр и 6637 базовых действий. Алгоритм обучался классифицировать три класса (желтая карточка, красная карточка, замена). Для анализа тактико - технических действий футболистов данная выборка практически бесполезна. Но сам факт применения сверточных нейросетей для задачи видеоаналики в футболе в контексте нашей работы играет важную роль.

Задача анализа видеотрансляции распадается на ряд подзадач, которые с различной степенью детальности уже были исследованы различными коллективами. Так в статье [4] предлагаются эффективные методы обнаружения и распознавания линий поля и игроков.

В футбольных видеотрансляциях типичной ситуацией является чередование планов. При этом одной из важных подзадач при использовании видеоаналитики является реидентификация игроков при смене планов. В статье [5] предложен подход к реидентификации игроков на основе внутренней мультимедийной структуры футбольных видеороликов.

В статье [6] описывается подход к анализу двумерных траекторий игроков во время футбольного матча на основе ньютоновской механики и фильтре Калмана. При этом были использованы генеративные состязательные сети и вариационные автоэнкодеры, обученные распознаванию различных схем движения игроков. В статье [7] описывается система сегментации, основанная на комбинации дескрипторов гистограммы ориентированных градиентов (HOG) и классификации линейных опорных векторов (SVM) для футбольного видео.

Распознавание движения в футбольных видеороликах необходимо для автоматического определения действий выполняемых игроками. В статье [8] предлагается метод одновременного распознавания движений различных объектов в футбольных видеороликах на основе машинного обучения. В работе [9] представлен новый подход к обнаружению и визуализации паттернов и ситуаций (например, тактической расстановки или передачи мяча полузащитниками в нападение) на основе данных траекторий.

Анализ приведенных и иных, не попавших в обзор, публикаций показывает, что в настоящее время основной упор делается на движение игрока как объекта на футбольном поле и формирование траекторий игроков. При этом используются методы фильтрации и простые физические модели движения игроков и мяча. Представление игроков в виде скелетной модели и пучка траекторий для суставов в качестве основы для оценки индивидуальных и командных психо-физиологических показателей в проанализированной литературе не обнаружено. Это подтверждает новизну и актуальность предлагаемого ниже подхода.

2.Постановка задачи

Анализ игры, представляющий собой ее декомпозицию на отдельные составные элементы, которые мы далее будем называть тактико-техническими действиями (ТТД), должен превращать видео, получаемое от одной или нескольких камер высокого разрешения, в структурированную информацию, описывающую последовательность упорядоченных во времени ТТД $A_k^n(t_k)$, выполняемых игроками $p_n, n = 1\ldots22$ каждой из команд.

Одновременно для каждого ТТД $A_k^n(t_k)$ могут рассчитываться показатели x_{kj}^n, характеризующие качество выполнения ТТД.

В работе мы используем несколько систем отсчета, приведенных на рисунке 1.

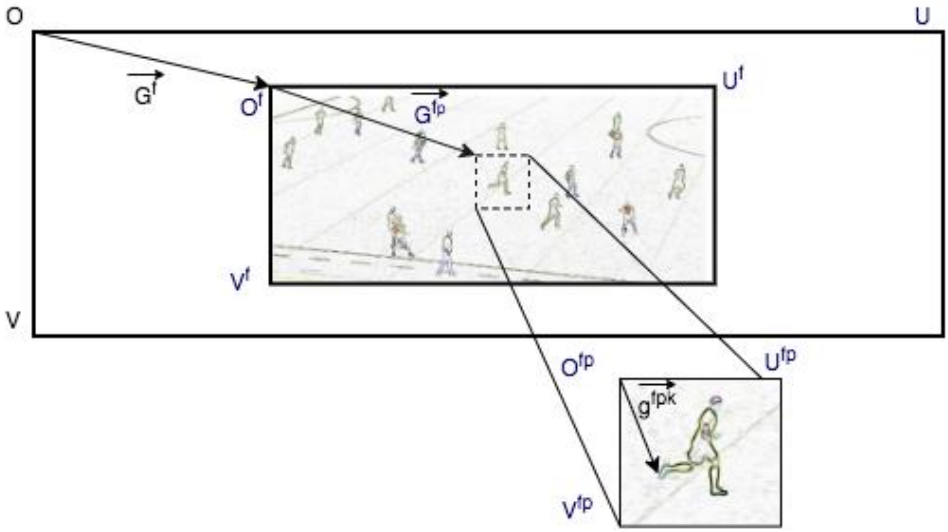


Рисунок 1. Системы отсчета для определения параметров движения футболистов

U, V - система отсчета , связанная с виртуальной или реальной неподвижной камерой.
U_c^f, V_c^f - система отсчета , связанная с отдельным кадром видеопоследовательности.
U_p^{fk}, V_p^{fk} - система отсчета связана с объектом P_k, обнаруженным в кадре f.

3. Разработанная архитектура решения

В рамках данной статьи мы хотим представить подход к анализу футбольной трансляции с целью получения объективной оперативной информации о индивидуальных и командных показателях. Блок схема, описывающая предложенный подход, приведена на рисунке 2.

Рисунок 2. Архитектура предложенного решения

3.1 Предварительная обработка видео

На стадии предварительной обработки видео должны быть решены следующие задачи:

- коррекция параметров яркость/контраст и определение относительного расположения камеры и наблюдаемой сцены;
- фильтрация объектов (зрителей), находящихся за пределами футбольного поля;
- пересчет изображения в систему отсчета, связанную с неподвижной камерой.

3.2 Поиск объектов (игроков и судей) в кадре

В связи с тем, что для трансляций футбольных матчей характерным разрешением в настоящее время стало разрешение 4K (4K Ultra HD предполагает, что картинка имеет разрешение 3840x2160 пикселей, соотношение сторон 16:9, и частоту смены кадров от 60 Гц), использование ряда современных алгоритмов оказывается невозможным в применении к полному размеру кадра. Для решения этой проблемы нами предложено использовать алгоритм поиска и классификации объектов (игроков, судей, мяча) YOLO [10,11], реализуемый на полном кадре или на кадре с уменьшенным размером.

Далее для каждого обнаруженного объекта формируется свое изображение которое передается для дальнейшей обработки и формирования двумерной скелетной модели игроков. При этом размер изображения может быть изменен в соответствии с требованиями алгоритма, используемого для дальнейшей обработки.

3.3 Формирование двумерных и трехмерных скелетных моделей игроков

Для формирования двумерных скелетных моделей игроков может использоваться алгоритм OpenPose (см., например, [12]). Результатом работы этого алгоритма является множество векторов (см. рисунок 3), соответствующих обнаруженным в кадре f игрокам $\overrightarrow{B_p^f} = \{B_{pi}^f\}$, i=1…40. Обратим внимание что индекс p не обеспечивает знания о том, что игрок с индексом p на k-м и на k+1-м кадре это один и тот же игрок. Плоскость поверхности игрового поля горизонтальна, что дает нам возможность несложного вычисления текущей дальности до игрока в каждом кадре. Задача межкадровой идентификации игроков в предложенном нами подходе решается в рамках фильтрации на стадии формирования трехмерной сцены.

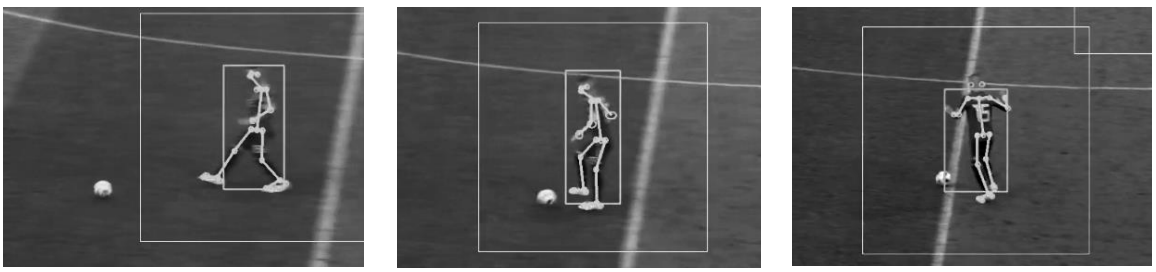


Рисунок 3. Последовательность кадров приема мяча игроком

Под трехмерной скелетной моделью мы понимаем вектор $\overrightarrow{S_p^f} = \{S_{pj}^f\}$, j=1… 60.

Формирование трехмерной скелетной модели игроков предложено выполнять одновременно с фильтрацией траекторий суставов. Для фильтрации в простейшем случае могут использоваться следующие гипотезы:

- гипотеза о ограничениях на скорости и ускорения суставов;
- гипотеза о нерастяжимости костей (для некоторых пар суставов (n,m) расстояние в трехмерном пространстве $\left|S_{pn}^f, S_{pm}^f\right| = const$.

Для более сложного случая при фильтрации предложено учитывать максимально приближенную к реальности биокинематическую модель движения человека, для реализации которой может, например, использоваться коммерческое решение AnyBody Technology или решение с открытым кодом OpenSim. Краткое обсуждение достоинств и недостатков этих решений приведено в [13].

3.4 Поиск типовых тактико-технических действий игроков

Полученные в результате построения трехмерных моделей движения игроков временные ряды для векторов $\overrightarrow{S_p^f}$ дальше анализируются с помощью нейросетевых алгоритмов на основе долгой краткосрочной памяти (англ. Long short-term memory; LSTM) предложенных в 1997 году Зеппом Хохрайтером и Юргеном Шмидхубером [14].

Важным результатом в ходе дальнейшей работы должно стать создание открытого корпуса данных для анализа тактико - технических действий в футболе.

4. Анализ результатов применения предложенных алгоритмов

Поскольку целью данной статьи является представление предложенной архитектуры решения, мы на стадии численных экспериментов ограничились проверкой принципиальной выполнимости предложенных подходов. Детальный анализ качества для каждого из упомянутых алгоритмов представляет самостоятельную отдельную тему для исследования.

Применение предложенного подхода позволит тренерским штабам формировать расширенную статистику по футбольным матчам непосредственно в ходе игры и оперативно вносить коррективы в игру и производить необходимые замены.

Заключение

Таким образом, нами разработана архитектура решения, обеспечивающего анализ видеотрансляции футбольного матча и формирование векторных траекторий движения игроков, на основе дальнейшего анализа которых формируется массив индивидуальных и командных показателей, описывающих динамику психо-физиологического состояния команды.

Предложено использовать двухступенчатую технологию поиска, классификации и формирования векторных скелетных моделей игроков. Разработаны структуры данных для векторного представления двумерной и трехмерной скелетной модели. Предложено использовать фильтр Калмана для формирования нестационарной трехмерной скелетной модели на основе множества двумерных моделей.

Результаты были обсуждены на научно -техническом семинаре кафедры твердотельной электроники, радиофизики и прикладных информационных технологий МФТИ.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках гранта №19-29-09090.

Литература

1. Валерий Лобановский «Бесконечный матч». — М.:Физкультура и спорт, 1989. - 191 с. ISBN 5-278-00151-8
2. Graham Thomas, Rikke Gade, Thomas Moeslund et al. Computer vision for sports: Current applications and research topics //Computer Vision and Image Understanding. - 2017. - 04. - Vol. 159.
3. Silvio Giancola, Mohieddine Amine, Tarek Dghaily, Bernard Ghanem} SoccerNet: A Scalable Dataset for Action Spotting in Soccer Videos//CoRR.—2018.—Vol. abs http://arxiv.org/abs/1804.04527.
4. Guizhong Liu and Li Sun Field lines and players detection and recognition in soccer video // Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP 2009, 19-24 April 2009, Taipei, Taiwan

5. Marco Bertini, Alberto Del Bimbo, Walter Nunziati Automatic detection of player's identity in soccer videos using faces and text cues // Proc. of ACM International Conference on Multimedia (ACM MM), January 2006
6. Anatoliy Babic, Harshit Bansal, Gianluca Finocchio at al SciSports: Learning football kinematics through two-dimensional tracking data // CoRR abs/1808.04550 (2018).
7. Slawomir Mackowiak, Jacek Konieczny, Maciej Kurc, Przemysław Maćkowiak Football Player Detection in Video Broadcast // Computer Vision and Graphics - International Conference, ICCVG 2010, Warsaw, Poland, September 20-22, 2010, Proceedings, Part II
8. Jungsoo Lee, Jiwon Lee, Sungwon Moon, Dowon Nam A study on motion recognition of objects in soccer game // 2017 19th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)
9. Keven Richly Leveraging Spatio-Temporal Soccer Data to Define a Graphical Query Language for Game Recordings // 2018 IEEE International Conference on Big Data (Big Data)
10. Redmon, Joseph YOLO9000: Better, Faster, Stronger /Joseph Redmon, Ali Farhadi // 2017 IEEE Conference on ComputerVision and Pattern Recognition, CVPR 2017, Honolulu, HI, USA, July21-26, 2017. — 2017. — Pp. 6517–6525. https://doi.org/10.1109/CVPR.2017.690.5.
11. Redmon, Joseph YOLOv3: An Incremental Improvement /Joseph Redmon, Ali Farhadi //CoRR. — 2018. — Vol. abs/1804.02767. http://arxiv.org/abs/1804.02767
12. Zhe Cao, Gines Hidalgo, Tomas Simon et al. OpenPose: Realtime Multi-Person 2D Pose Estimation using PartAffinity Fields // CoRR.— 2018. — Vol. abs/1812.08008. http://arxiv.org/abs/1812.08008.41
13. Kim, Y., Jung, Y., Choi, W. et al. Similarities and differences between musculoskeletal simulations of OpenSim and AnyBody modeling system. J Mech Sci Technol 32, 6037–6044 (2018). https://doi.org/10.1007/s12206-018-1154-0
14. Sepp Hochreiter; Jürgen Schmidhuber. Long short-term memory// Neural Computation — 1997.—Vol.9, no.8, P.1735—1780.

DESIGN OF AI PLATFORM ARCHITECTURE FOR SOCCER PLAYERS TACTICAL ACTIVITY AND PSYCHOPHYSIOLOGICAL STATUS ON THE BASE OF GAME VIDEO TRANSLATION PROCESSING

Khelvas A.V., Khafizov R.R., Gilya-Zetinov A.A., Malyshev S.A.

Moscow Institute of Physics and Technology

Article presents the design of AI platform architecture for soccer player's tactical activity and psychophysiological status estimation on the base of the game video translation processing. The approach on the base of player's skeleton model estimation and vector trajectories filtration for actions detection has been proposed. For cross-frame skeleton processing Kalman filtration has been proposed.

ОБНАРУЖЕНИЕ ЛИНИЙ И ГРАНИЦ НА ИЗОБРАЖЕНИИ НА ОСНОВЕ МНОГОАГЕНТНОГО ПОДХОДА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

доц. Шубин Н.Ю., студ. Яковлев А.В.

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина

Задачи обнаружения и распознавания зачатую могут быть сведены к задачам обнаружения границ. Для этих целей широко применяются преобразования Радона [1,2] и Хафа [3]. Однако эти методы не позволяют оценивать линии произвольной формы. Для решения этой проблемы предлагается разбивать изображения на квадратные фрагменты, кривизной линий в пределах которых можно пренебречь. За одно таким образом решается задача определения концов линий. Для объединения найденных сегментов в цепочки и

отбрасывания ложных обнаружений, представляющие собой линии, используется многоагентный подход. Программирование части поведения агентов посредством искусственных нейронных сетей [4] является темой данной работы.

Введение

Задачам обнаружения линий и границ на изображении посвящено значительное количество публикаций. Один тин работ посвящён исключительно обнаружению прямолинейных границ [5,6]. Другой [7] ориентирован на криволинейные формы границ объектов или линий на изображении. Данная работа является развитием идей, изложенных в [8], в соответствии с которыми исходное изображение подвергается разбиению на квадратные фрагменты (блоки), а найденные в них прямые линии и границы объединяются с помощью многоагентного подхода [9] в цепочки, образовывающие конечные контуры. При этом также исключается большое количество ложных обнаружений (все сегменты, не образовавшие достаточно длинных цепочек, отбрасываются). Недостатком работы является эвристичность поведения агентов. Синтезировать такие алгоритмы достаточно трудно ввиду обмена информацией между агентами в процессе работы многоагентной системы (МАС). В данной работе предпринята попытка использовать методы машинного обучения и конкретно искусственные нейронные сети (НС) для выработки алгоритма поведения агента, близкого к оптимальному.

Алгоритм

Алгоритм, реализующий обнаружение линий и границ объектов состоит из следующих этапов:

1. обнаружение линий и границ в блоках;
2. построение МАС;
3. взаимодействие агентов МАС;
4. построение списков найденных цепочек линий и прямых.

Рассмотрим более подробно каждый из этих этапов.

Обнаружение линий и границ в блоках

На первом этапе происходит оценка градиентного поля яркостей исходного изображения и разбиение его на блоки. Соседние блоки частично накладываются друг на друга для уменьшения вероятности пропуска коротких сегментов и сегментов, попавших на край блока. При этом соседними блоками 1 (между которыми проверяется связность сегментов) следует считать не только ближайших соседей, но и тех, расстояние Чебышёва l_∞ до которых больше 1. Это позволяет восстанавливать цепочки сегментов даже в случае пропусков некоторых звеньев. Однако, этот параметр влияет на сложность алгоритма $O(n^2)$.

Фрагменты градиентного поля используются для обнаружения линий и границ на основе интегрального векторного преобразования Радона (ИВПР) [10]. Итогом этого этапа являются списки значений и координат локальных экстремумов ИВПР, соответствующих предполагаемым сегментам линий и границ для каждого блока.

Построение МАС

В качестве модели МАС принята система потребностей-возможностей [11]. Каждому i-тому сегменту из предыдущего этапа ставится в соответствие агент потребности $D_i, i = \overline{1, i_{\max}}$, стремящийся к установлению связи с соседними агентами. Сами связи представляются агентами возможностей S_j, $j = \overline{1, i_{\max}}$. В результате взаимодействия агентов друг с другом выстраивается сеть потребностей-возможностей [10] (ПВ-сеть). При этом для более точной работы МАС каждой j-ой связи S_j ставится своё значение силы k_j, оценивающееся с помощью НС. Таким образом агенты потребностей стремятся установить наиболее сильные связи с соседями.

Взаимодействие агентов МАС

После определения всех основных параметров агентов наступает этап работы МАС. Каждый из сегментов выбирает в пределах каждого из соседних блоков по одному предпочтительному сегменту для связи по значению силы k_j. Если j-ая связь оказалась предпочтительной для обоих агентов потребностей, то она участвует в следующем этапе. Если же предпочтение не оказалось взаимным, значение k_j снижается, чтобы на следующей итерации у агента потребностей была вероятность выбрать другой вариант. Один такой проход по всем возможностям и потребностям с переоценками связей считается одной итерацией работы МАС. В общем случае таких итераций может быть несколько. В качестве критерия прерывания итеративного приближения может служить отсутствие изменений в приоритетах агентов потребностей. Однако, это может потребовать слишком много вычислений и на практике следует ограничить число итераций, например, минимальным числом сегментов в строящихся цепях. Предполагается, что информация от одного из концов цепи за это время как раз достигнет другого конца.

Построение списков найденных цепочек линий и прямых

В полученной на предыдущем этапе ПВ-сети, выполняется прослеживание цепей агентов потребностей, связанных взаимно предпочтительными агентами возможностей. Для отрисовки получившихся цепей, являющихся линиями и границами, последовательности сегментов аппроксимируются непрерывными кривыми.

Нейронная сеть

Для оценки связности сегментов использовалась 4-хслойная полносвязная НС с пакетной нормализацией между слоями. НС имеет 6 входов (сдвиг и поворот каждого из отрезков относительно локальной системы координат, связанной с центром соответствующего блока, а также сдвиги по высоте и ширине одного блока относительно другого). Выходом является сила связи $k \in [0,1]$ соответствующей пары сегментов.

Обучение

Для обучения с учителем необходима обучающая выборка, состоящая из пар объект-ответ. Ввиду отсутствия явным образом заданных эталонных данных для решения этой проблемы был использован подход, применяемый в [12] для анализа текста. Согласно ему, обучающая выборка формируется из положительных и отрицательных примеров связности сегментов. Все пары сегментов, находящихся по соседству, принимаются за положительные примеры $(k = 1)$. Для каждого из положительных примеров также формировался отрицательный $(k = 0)$ путём замены одного из сегментов на сегмент из случайной части изображения. При этом значения сдвигов блоков не менялись. Таким образом выборка состояла из положительных и отрицательных примеров в отношении 1:1. Полученная таким образом обучающая выборка состояла из 2.5 млрд., а проверочная из 430 млн. примеров. Обучение проводилось для разных функций потерь, доступных в Keras [13]. Каждому из вариантов давалось 3 случайные реализации начальных весов НС для проверки на устойчивость результатов. На рисунке 1 представлены графики роста усреднённых значений аккуратности на проверочной выборке для НС с наиболее эффективными функциями потерь. Из него следует, что разные функции приближают НС к обученному состоянию с разной скоростью, однако числовые показатели точности полностью обученных НС отличаются незначительно. Можно предположить, что при прочих равных условиях предпочтительнее использовать функцию потерь msle (mean squared logarithmic error). Однако применение соответствующей НС без дополнительных модификаций приводит к нежелательным результатам: возникают ложные связи с параллельными линиями.

Коррекция

Причину установления ложных связей между сегментами со сходной ориентацией, но не принадлежащих одной прямой, раскрывает рисунок 2, на котором для произвольного белого сегмента в центре отрисованы соседние сегменты, отмеченные зелёным, которые разными НС оцениваются как связные. Чем сильнее связь, тем ярче сегмент. Из рисунка видно, что функции binary crossentropy, categorical hinge, logcosh, mae, mse и Poisson позволяют НС различать линии в основном по ориентации. Только уже отмеченная выше функция потерь msle заставляет НС принимать во внимание и положение сегмента. Все остальные функции дают неадекватный результат. В тоже время это показывает, что описанный выше метод обучения НС позволяет выявлять природу связности различных структурных элементов изображения при достаточно большой обучающей выборке.

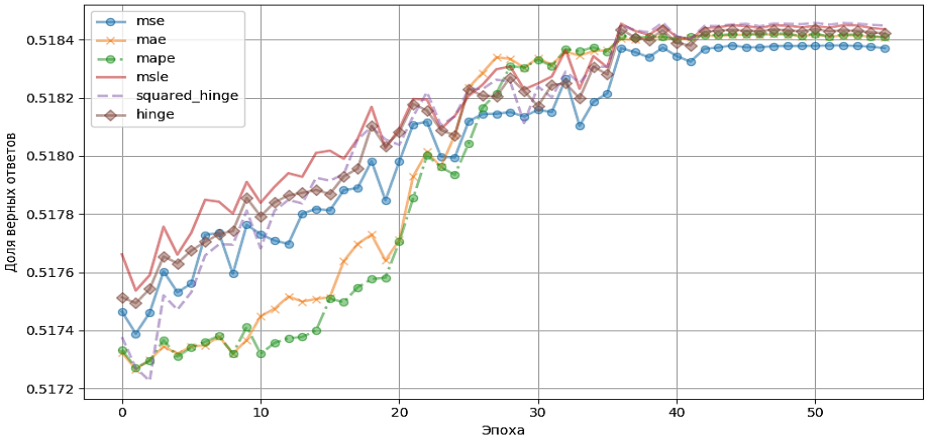


Рисунок 1. Зависимость усреднённой аккуратности на проверочной выборке для разных функций потерь [13] от номера эпохи

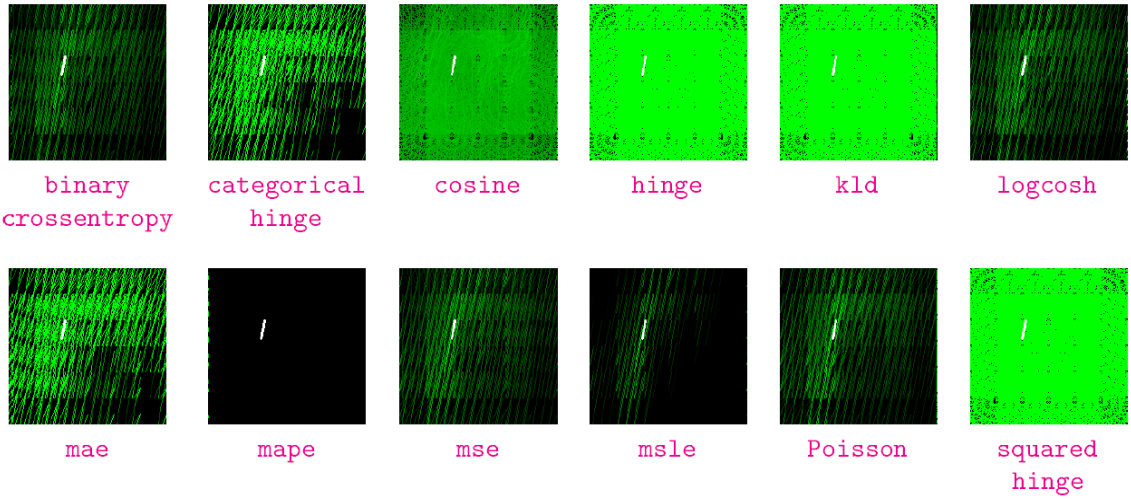


Рисунок 2. Распределение связности сегментов для НС с различными функциями потерь

Недостаток использованной обучающей выборки состоит в том, что в исходных видео присутствовало значительное количество труб и других объектов в которых есть две и более параллельные границы. Это явилось причиной того, что НС оценивает параллельно идущие сегменты, как связанные, т.к. такие случаи часто встречались и были помечены как позитивный пример. Для исправления этого недостатка полученная с помощью НС величина связности k взвешивается коэффициентом w получаемым следующим образом:

$$\omega = \sqrt[3]{\left| sim(\vec{v_1}, \vec{v_2}) \cdot sim(\vec{v_2}, \vec{v_{12}}) \cdot sim(\vec{v_{12}}, \vec{v_1}) \right|} \quad (1)$$

где $sim(\vec{v_1}, \vec{v_2})$ – косинусное сходство векторов $\vec{v_1}$ и $\vec{v_2}$; $\vec{v_1}$ - вектор, соединяющий начало и конец первого сегмента; $\vec{v_2}$ – вектор, соединяющий начало и конец второго сегмента; $\vec{v_{12}}$ – вектор, соединяющий центры обоих сегментов. Выражение (1) позволяет штрафовать связи за значительное расхождение сегментов по ориентации с соединяющей их линией. Наглядно это показано на рисунке 3.

Экспериментальные исследования

Сравнение разработанного алгоритма с алгоритмом, описанным в [18], выполнено на 24171 кадре из 7 видеосюжетов с разрешением от 1280×960 до 1920×1080 пикселей. В сюжетах присутствует большое количество линий и границ. Оптическая дисторсия, характерная для широкоугольного объектива камеры, использовавшейся при съёмке, значительно искривляет линии объектов. На рисунке 4 приведён пример одного из таких кадров с отмеченными на нём обнаруженными линиями и границами. Визуальное сравнение показало, что алгоритм, использующий НС позволяет значительно повысить точность обнаружения линий и границ на изображении по сравнению с эвристическим подходом.

При работе с линиями малой и средней кривизны он показал значительно.

Выводы

Многоагентный подход позволяет свести разработку алгоритма целой системы к разработке алгоритма поведения одного агента. Существует множество задач, для которых алгоритмы поведение агентов очевидны. В остальных случаях применение мультиагентного подхода осложнено синергетическим эффектом, делающим неочевидной связь между поведением одного агента и всей системы. Применение методов машинного обучения могли бы упростить процесс. Однако на поведение агента влияет информация, получаемая не только из входных данных, но и поступающая от других агентов. Другими словами, обучения с учителем невозможно из-за отсутствия обучающей выборки.

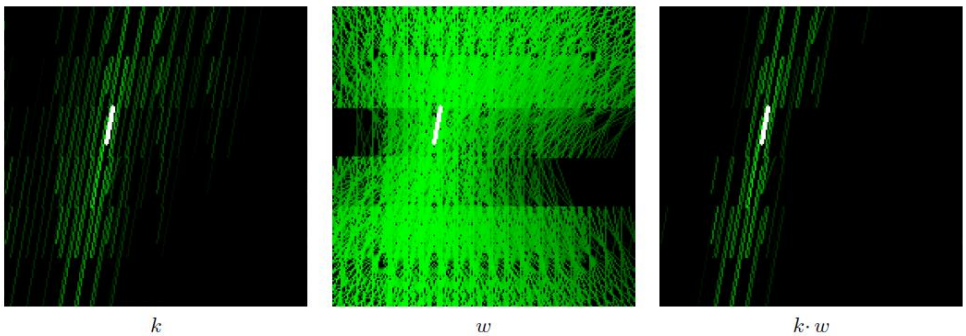
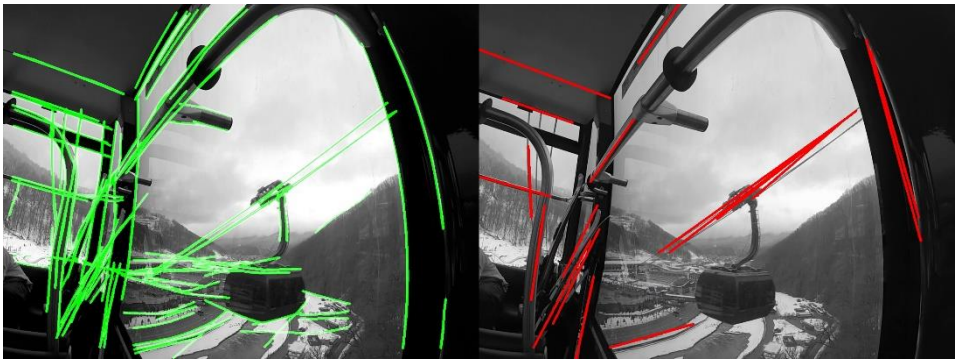


Рисунок 3. Влияние весового коэффициента w на распределение связности сегментов для НС с функцией потерь msle



Подход с использованием НС Эвристический подход

Рисунок 4. Пример работы МАС для обнаружения линий и границ с использованием НС и без

В данной работе предпринята попытка использовать искусственные нейронные сети для влияния на поведение агентов в многоагентной системе. При этом задача ранжирования свелась к регрессии с помощью дополнения обучающей выборки отрицательными примерами (Negative Sampling) по аналогии с [12]. Исследование показало, что такой подход позволяет достичь определённых результатов, однако требует контроля разработчика, т.к. далеко не все положительные случаи должны быть в обучающей выборке.

Направления дальнейшей работы

Дальнейшее развитие работы предполагается в следующих направлениях:

· учёт значений локальных максимумов ИВПР при оценке связности сегментов;
· формирование обучающей выборки для НС с учётом (1);
· поиск более эффективной архитектуры НС;
· переход к обучению с подкреплением;
· применение НС для динамического изменения связностей в процессе обмена информацией между агентами потребностей; разработка критериев для объективизации сравнения методов обнаружения линий и границ на изображении.

Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 18-71-00136).

Литература

1. Grigoryan, “An algorithm of the two-dimensional fourier transform,” Izvestiya VUZov SSSR, Radioelectronica 27(10), pp. 52–57, 1984.
2. P. Babayan and N. Shubin, “Line detection in a noisy environment with weighted radon transform,” in Image Processing: Machine Vision Applications VII, 9024, p. 902409, International Society for Optics and Photonics, 2014.
3. D. Lee and Y. Park, “Discrete hough transform using line segment representation for line detection,” Optical Engineering 50(8), p. 087004, 2011.
4. Y. LeCun, Y. Bengio, and G. Hinton, “Deep learning,” nature 521(7553), p. 436, 2015.
5. e. a. Von Gioi, Rafael Grompone, “LSD: A fast line segment detector with a false detection control,” IEEE transactions on pattern analysis and machine intelligence 32(4), pp. 722–732, 2010.
6. H. Di, L. Wang, and G. Xu, “A three-step technique of robust line detection with modified hough transform,” in Third International Symposium on Multispectral Image Processing and Pattern Reco nition, 5286, pp. 835–839, International Society for Optics and Photonics, 2003.
7. G. P. . v. G. R. G. P˘atr˘aucean, V., “Joint a contrario ellipse and line detection,” IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence 39(4), pp. 788–802, 2017.
8. B. A. Alpatov, P. V. Babayan, and N. Y. Shubin, “Multi-agent system for line detection on images,” in Target and Background Signatures II, 9997, p. 99970M, International Society for Optics and Photonics, 2016.
9. G. Rzevski and P. Skobelev, “Emergent intelligence in large scale multi-agent systems,” International Journal of Education and Information Technology 1(2), pp. 64–71, 2007.
10. B. Alpatov, P. Babayan, and N. Shubin, “Power line detection using integrated vector radon transform,” in 2016 5th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO), pp. 162–164, IEEE, 2016.
11. V. Vittikh and P. Skobelev, “The compensation method of agents interactions for real time resource allocation. avtometriya,” Journal of Siberian Branch of Russian Academy of Science 2, pp. 78–87, 2009.

12. T. Mikolov, I. Sutskever, K. Chen, G. Corrado, and J. Dean, “Distributed representations of words and phrases and their compositionality,” in Proceedings of the 26th International Conference on Neural Information Processing Systems - Volume 2, NIPS’13, pp. 3111–3119, Curran Associates Inc., (USA), 2013.
13. “Usage of loss functions (Keras documentation).” https://keras.io/losses/. (Accessed: 01 May 2019).

LINE AND EDGE DETECTION ON IMAGES BASED ON A MULTI-AGENT SYSTEM USING ARTIFICIAL NEURAL NETWORK

Shubin N.Yu., Yakovlev A.V.

Ryazan state radio engineering university named after V.F. Utkin

Objects detection and recognition problem are often reduced to edge detection task. Radon transform and Hough transform are widely used in straight-line detection. However, these methods allow estimating only the straight line parameters (but not line segment or curved line). The use of artificial neural networks for programming a part of agent behavior in the multi-agent system to solve this problem is the main theme of this work.

АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ

Naim Dahnoun. 5
Азаров И.С. 546
Алексеев Э.О. 508
Алещенко А.Н. 237
Алпатов Б.А. 476
Алтай Е.А. 77
Аль-Месри А.С.А 167
Андреев В.В. 543
Андреев В.Н. 68
Андриянов Н.А. 601, 604
Антонец И.В. 508
Артамонов А.Г. 561
Артюшенко В.М. 283, 288
Архипов И.В. 6
Астафьев А.В. 172
Афонин А.А. 123
Бабаян П.В. 476, 596
Барабанова Е.А. 175
Баранов М.А. 258
Бартенев В.Г. 267, 273
Батищев А.В. 180
Башкиров А.В. 21, 629
Бекренев С.А. 373
Беляков П.В. 127, 468
Белякова А.С. 485
Бессонов В.А. 343
Благосклонова Е.Р. 6
Бобиков А.И. 13
Бойко А.С. 365
Борзунов С.В. 81
Борисов Р.А. 508
Бочаров Ю.И. 609
Брейкина К.В. 412
Брюханов Ю.А. 84, 195, 210
Будко П.А. 279
Буйко С.А. 476
Буркина О.Н. 13
Бурова А.Ю. 513
Бутузов В.А. 609
Вагачев А.В. 530
Валиуллин Д.Р. 185
Валуйский Д.В. 518
Варко Е.А. 464
Васильев К.К. 352, 601
Вахтин А.А. 81
Вашкевич Г.С. 546
Вашкевич М.И. 149
Вдовкин Л.А. 476
Велигоша А.В. 365, 455, 495
Великанов С.Р. 455, 495
Веремьев В.И. 292
Виноградено А.М. 279
Витязев В.В. 89, 130, 523, 527
Витязев С.В. 518
Вишневский В.М. 175
Владова А.Ю. 417
Власова К.В. 343
Волков А.Г. 615
Волков А.С. 26
Волков В.Ю. 551, 556
Волков И.Ю. 523
Волкова Л.В. 491
Воловач В.И. 283, 288
Волчков В.П. 252, 256
Воробьев А.А. 205
Воробьев В.С. 488
Воробьев Е.Н. 292
Воронин Д.Ю. 215
Воротнёв Д.В. 423
Ву Нгок Ань 391
Вытовтов К.А. 175
Гаврилов А.В. 6
Гапочкин А.В. 190
Гвоздарев А.С. 84, 195
Гиля – Зетинов А.А. 652
Гладких А.А. 197
Гойденко В.К. 279
Голдобин М.В. 373
Голованов Р.В. 423
Гончаренко В.И. 561, 615
Горбунов Ю.Н. 358, 361
Гордеев А.Ю. 297
Горюшкин Р.С. 89, 527
Грунин А.П. 303
Грызлова Т.П. 93
Гуров Д.А. 307
Гурьянов Е.Д. 582, 587
Давыденко И.Н. 311
Дамдам М. А. Я. 200
Данилов В.А. 561
Дворкович А.В. 8, 242, 428
Дворкович В.П. 8
Дементьев В.Е. 601
Демидов А.А. 172
Демихова А.С. 629
Джиган В.И. 97
Диане С.А.К. 561
До Нгок Диеп 428
Долотова Д.Д. 6
Дубов М.А. 205, 210, 625
Душин С.В. 17
Дятко А.А. 311
Евстигнеев В.П. 215
Егоров В.В. 120
Ефимов А.В. 219
Ефремов А.Б. 491
Жизняков А.Л. 485
Жолондковский В.В. 609
Журавлева А.С. 638
Журавлева Н.Г. 615
Заруцкий И.В. 460
Захаров П.Н. 185
Зеленевский А.В. 370
Зеленевский В.В. 370
Золотарёв В.В. 42
Зубов И.Г. 430
Зыков А.Н. 480
Ибрагимов Р.М. 443
Ипатов А.А. 564
Казарян М.Л. 435
Казимиров А.Н. 316
Казина Е.М. 638
Калач П.К. 71
Калина Д.А. 423
Караев Д.А. 56
Каретников И.С. 223
Карцов С.К. 480
Каряев В.В. 633
Каюмов З.Д. 646
Кириллов С.Н. 30, 180, 592
Кирнос В.П. 530
Ковалев А.В. 619
Коваленко Р.О. 439, 443
Ковальков Д.А. 51, 56
Коковкина В.А. 569, 582
Колоколов А.С. 533
Коняев П.А. 273
Корнеев П.Е. 318
Корнилов А.С. 365
Кортов А.В. 508
Костромицкий С.М. 311
Кренев А.А. 569
Крикунов А.А. 51, 56

Крисилов А.В. 21
Кузнецов В.С. 26
Куликов И.В. 6
Кульков Я.Ю. 485
Куприянов Д.Ю. 480
Курбатова Е.Е. 447
Курганов В.В. 97
Курочкин В.Е. 460
Ландышев С.В. 609
Ларионов Р.В. 451
Латыпова Д.С. 620
Ле Хай Нам 391
Лебедев А.А. 638
Лесников В.А. 104
Либерман И.В. 343
Линович А.Ю. 110
Лисничук А.А. 180
Лисничук А.А. 30
Лихобабин Е.А. 523, 527
Лиходед И. 551
Лобов С.А. 120
Лукьянов В.С. 322
Львович И.Я. 227
Магдеев Р.Г. 503
Макаров А.Е. 324
Малеев Д.В. 538
Малышев С.А. 652
Малышко Н.Н. 455, 495
Манойлов В.В. 460
Маттис А.В. 352
Махов Д.С. 34
Машин В.В. 21
Машков А.В. 115
Медведева Е.В. 464
Мельникова Е.С. 471
Меновщиков А.В. 232
Мингалев А.Н. 120
Михайлин Д.А. 123
Мишин В.Ю. 518
Мокринский Д.В. 61, 328
Молостова С.В. 237
Молчанов А.В. 518
Морозов О.А. 394
Морозов О.В. 530
Мосин С.Г. 646
Москалев А.П. 123
Мотыко А.А. 573, 577
Мулин В.В. 397
Набилков В.Д. 625
Назаров Л.Е. 39
Наумович Т.В. 104
Нгуен Ван Кхыонг 333
Нгуен Хай Зыонг 391
Никитин Л.Н. 629
Никифоров М.Б. 127, 468
Никишкин П.Б. 130, 518, 527
Новиков А.И. 127, 162, 348, 468, 471
Новикова Е.Е. 348
Новинский Н.Б. 428
Норман Р.М. 556
Обухова Н.А. 573, 577
Овечкин Г.В. 42
Овинников А.А. 523, 527
Онучин В.А. 133, 235
Орехова А.М. 476
Осипов Г.А. 338
Павлов В.А. 451
Павловская Ю.А. 447
Панарина А.А. 518
Панкратов В.Г. 307
Парусников А.В. 6
Парфентьев А.А. 373
Пахотин В.А. 237, 343
Пашинцев В.П. 68, 379
Песков М.В. 68, 379
Петров А.И. 460
Петров Г.Г. 582
Петров С.В. 237
Плотницкая Е.С. 292
Поелуев С.С. 210
Поздеев А.А. 573, 577
Поляков Ю.А. 480
Пономарев А.В. 45, 138, 144
Пономарева О.В. 45, 138, 144
Попов М.Ю. 71
Порхун М.И. 149
Потапов Е.В. 564
Преображенский А.П. 227
Привезенцев Д.Г. 485
Приоров А.Л. 582, 642
Прокопчук М.Н. 242
Путилин А.Н. 246
Рогозин Е.А. 21
Рожнов А.В. 279, 348
Романов А.А. 564
Ромашов А.Ю. 51, 56
Ростокин И.Н. 633
Рябов И.В. 324
Саверкин О.В. 352
Саид Б.А.С. 247
Сай С.В. 303
Санников В.Г. 252, 256
Санько Н.С. 154
Седов А.С. 587
Сенкевич Ю.И. 158
Сергиенко А.Б. 258, 263
Серебряков А.Е. 518
Силаев С.А. 358
Симонов Р.В. 343
Сиренко А.В. 476
Сконников П.Н. 592, 596
Смирнов П.В. 443
Смирнов С.А. 488
Смирнова Н.В. 45, 138, 144
Солнцев К.П. 379
Солодков А.В. 26
Среднякова А.С. 638
Стефаниди А.Ф. 642
Стрижак В.А. 491
Сулаков А.С. 123
Сылка С.С. 263
Татаринов Д.И. 361
Ташлинский А.Г. 386, 503
Тоискин В.Е. 328
Топников А.И. 642
Трофимов Д.В. 596
Трухин В.А. 455, 495
Тумаков Д.Н. 620, 646
Туровский Я.А. 81
Устюков Д.И. 162
Фидельман В.Р. 394
Харин А.В. 523
Хасанов Р.Р. 491
Хафизов Р.Р. 652
Хельвас А.В. 652
Хмельницкая К.А. 498
Хорошайлова М.В. 629
Хрящев В.В. 451, 638
Царёв М.Г. 386
Цимбал В.А. 328
Ципина Н.В. 629
Чайков С.С. 71
Чан Тхи Хонг Тхам 242, 391
Частиков А.В. 104
Черкасов В.В. 71
Черноусов М.С. 370
Чинь Куанг Киен 391
Чиркин М.В. 518
Чопоров О.Н. 227
Чуманкин Ю.Е. 394
Шаптала В.С. 246

Шардин Т.О. 172
Шиманов С.Н. 51, 56
Шишманов С.Н. 328
Шубин Н.Ю. 656
Щипкова Ю.А. 397
Якимов В.Н. 115
Яковлев А.В. 656
Ямпурин Н.П. 538
Яшенков А.О. 402, 406

22-я Международная конференция
«Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2020»,
Москва, Россия, доклады.

Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение

Выпуск: XXII

Почтовый адрес:
107031, Москва, К-31, ул. Рождественка, д.:6/9/20, стр.1

Исполнительная Дирекция РНТОРЭС им. А.С. Попова

Телефоны:		E-mail:
(903) 201-53-33	организация	rntores@mail.ru
(915) 092-96-33	доклады	doklad-rntores@mail.ru
Тел/Факс: (985) 733-91-91	финансы	vznos-rntores@mail.ru

Сайт: http://www.rntores.ru/

ISBN 978-5-905278-41-9
УДК 621.391:004(082)
ББК 32.511
Ц75