МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МЕЖДУНАРОДНАЯ АКАДЕМИЯ ИНФОРМАТИЗАЦИИ
СОЮЗ МАШИНОСТРОИТЕЛЕЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ
ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И СВЯЗИ РЯЗАНСКОЙ ОБЛАСТИ
РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ В.Ф. УТКИНА

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

СТНО-2026

IX МЕЖДУНАРОДНЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ФОРУМ

Сборник трудов

Том 1

Рязань
2026

УДК 004 + 001.1 + 681.2+ 681.2+ 681.3+681.5
С 568

Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2026 [текст]: сб. тр. IX междунар. науч.-техн. форума: в 11 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2026.

ISBN 978-5-7722-0443-6

Т.1: – 312 с.,: ил.

ISBN 978-5-7722-0444-3

Сборник включает труды участников IX Международного научно-технического форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2026.

В сборнике освещаются вопросы математического моделирования, новых технологий в радиотехнике, телекоммуникациях, электротехнике и радиоэлектронике, вопросы полупроводниковой наноэлектроники, приборостроения, лазерной, микроволновой техники, силовой промышленной электроники, новые технологии в измерительной технике и системах, биомедицинских системах, алгоритмическое и программное обеспечение вычислительной техники, вычислительных сетей и комплексов, вопросы разработки и применения элементов искусственного интеллекта в информационных системах и образовании, различные аспекты автоматизированного проектирования, обработки изображений и управления в технических системах, перспективные технологии в машиностроительном и нефтехимическом производствах, новые технологии и методики в высшем образовании, в т.ч. вопросы гуманитарной и физико-математической подготовки студентов, обучения их иностранным языкам, перспективные технологии электронного обучения, в том числе, дистанционного, вопросы экономики, управления предприятиями и персоналом, менеджмента, а также вопросы гуманитарной сферы.

Авторская позиция и стилистические особенности сохранены.

УДК 004 + 001.1 + 681.2+ 681.2+ 681.3+681.5

ISBN 978-5-7722-0443-6

© Рязанский государственный
радиотехнический университет, 2026

ISBN 978-5-7722-0444-3

ИНФОРМАЦИЯ О IX МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2026

IX Международный научно-технический форум «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2026 состоялся 03.03.2026-05.03.2026 в г. Рязань в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

В рамках форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2026 состоялась работа четырех Международных научно-технических конференций:

«Современные технологии в науке и образовании. Радиотехника и электроника», секции

- Радиотехнические системы;
- Радиотехнические устройства;
- Телекоммуникационные системы и устройства;
- Цифровые информационные технологии реального времени;
- Промышленная силовая электроника, электроэнергетика и электроснабжение;
- Физика полупроводников, микро- и наноэлектроника;
- Микроволновая, оптическая и квантовая электроника;
- Актуальные задачи химических технологий;

«Современные технологии в науке и образовании. Вычислительная техника, математическое моделирование и автоматизированные системы», секции

- Алгоритмическое и программное обеспечение вычислительных систем и сетей;
- Искусственный интеллект и информационные технологии;
- ЭВМ и системы;
- Модели искусственного интеллекта в САПР;
- Информационные технологии в конструировании электронных средств;
- Интеллектуальные системы и технологии в образовании;
- Информационные системы и защита информации;
- Математические методы и модели в научных исследованиях и прикладных проблемах. К 90-летию И.П. Карасева - основателя теории управления "в малом";
- Обработка данных, изображений и управление в технических системах;
- Геоинформационные и космические технологии;
- Автоматизация производственно-технологических процессов в приборо- и машиностроении;
- Информационно-измерительные устройства и системы в технике и медицине.
- Стандартизация и управление качеством;
- Информационные системы и технологии;

«Современные технологии в науке и образовании. Экономика и управление», секции;

- Современные технологии государственного и муниципального управления;
- Экономика, менеджмент и организация производства;
- Бухгалтерский учет, анализ и аудит;
- Экономическая безопасность;

«Современные технологии в науке и образовании. Новые технологии и методы в высшем образовании», секции

- Современные технологии электронного обучения;
- Иностранный язык в техническом вузе;
- Лингвистика и межкультурная коммуникация;
- Направления и формы гуманитаризации высшего образования и гуманитарная подготовка студентов;
- Методы преподавания и организация учебного процесса в вузе;
- Физико-математическая подготовка студентов;

- Особенности военного образования на современном этапе.

Организационный комитет Форума:

Гусев С.И., проректор по научной работе и инновациям, д.т.н., проф.;

Миловзоров О.В., зам. начальника управления организации научных исследований, к.т.н, доц. – координатор, главный редактор сборника трудов Форума;

Миронов Вал.В., профессор кафедры высшей математики, д.ф.-м.н., проф. – ответственный редактор сборника трудов Форума;

Устинова Л.С., начальник отдела информационного обеспечения – отв. за информационную поддержку;

члены оргкомитета:

Аронов Л.В., доцент кафедры радиоуправления и связи, к.т.н., доц.;

Бабаян П.В., зав. кафедрой автоматики и информационных технологий в управлении, к.т.н., доц.;

Бубнов С.А., доцент кафедры вычислительной и прикладной математики, к.ф.-м.н., доц.;

Витязев В.В., зав. кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники, д.т.н., проф.;

Волченков В.А., доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники, к.т.н.;

Горлин О.А., доцент кафедры электронных приборов, к.т.н., доц.;

Городничева Е.В., ассистент кафедры автоматизации информационных и технологических процессов;

Гостин А.М., доцент кафедры систем автоматизированного проектирования вычислительных средств, к.т.н., доц.;

Губарев А.В., доцент кафедры информационно-измерительной и биомедицинской техники, к.т.н., доц.;

Гуржин С.Г., доцент кафедры информационно-измерительной и биомедицинской техники, к.т.н., доц.;

Дмитриев В.Т., зав. кафедрой радиоуправления и связи, д.т.н., доц.;

Дмитриева Т.А., доцент кафедры вычислительной и прикладной математики, к.т.н., доц.;

Евдокимова Е.Н., зав. кафедрой экономики, менеджмента и организации производства, д.э.н., проф.;

Еремеев В.В., директор НИИ «Фотон», д.т.н., проф.;

Есенина Н.Е., зав. кафедрой иностранных языков, к.п.н., доц.;

Жулев В.И., зав. кафедрой информационно-измерительной и биомедицинской техники, д.т.н., проф.;

Каширин И.Ю., доктор технических наук, профессор, профессор кафедры вычислительной и прикладной математики, д.т.н., проф.;

Киселёва О.В., доцент кафедры экономической безопасности, анализа и учета, к.э.н., доц.;

Кислицына Т.С., старший преподаватель кафедры радиотехнических систем;

Клейносова Н.П., директор центра дистанционного обучения, к.п.н., доц.;

Клочко В.К., профессор кафедры автоматики и информационных технологий в управлении, д.т.н., проф.;

Коваленко В.В., зав. кафедрой химической технологии, к.т.н., доц.;

Корячко В.П., зав. кафедрой систем автоматизированного проектирования вычислительных средств, д.т.н., проф.;

Костров Б.В., зав. кафедрой электронных вычислительных машин, д.т.н., проф.;

Кошелев В.И., зав. кафедрой радиотехнических систем, д.т.н., проф.;

Крошилина С.В., доцент кафедры вычислительной и прикладной математики, к.т.н., доц.;

Круглов С.А., зав. кафедрой промышленной электроники, д.т.н., доц.;

Кузьмин Ю.М., доцент кафедры информационной безопасности, к.т.н., доц.;

Куприна О.Г., доцент кафедры иностранных языков, к.филол.н., доц.;

Ленков М.В., зав. кафедрой автоматизации информационных и технологических процессов, к.т.н., доц.;

Литвинов В.Г., зав. кафедрой микро- и наноэлектроники, д.ф.-м.н., доц.;

Лукьянова Г.С., зав. кафедрой высшей математики, к.ф.-м.н., доц.;

Маметова Ю.Ф., доцент кафедры иностранных языков, к.п.н., доц.;

Миронов В.В., старший преподаватель кафедры Воздушно-космических сил;

Митрошин А.А., доцент кафедры систем автоматизированного проектирования вычислительных средств, к.т.н., доц.;

Мишустин В.Г., доцент кафедры микро- и наноэлектроники, к.ф.-м.н., доц.;

Овечкин Г.В., зав. кафедрой вычислительной и прикладной математики, д.т.н., проф.;

Паршин А.Ю., доцент кафедры радиотехнических устройств, к.т.н., доц.;

Паршин Ю.Н., зав. кафедрой радиотехнических устройств, д.т.н., проф.;

Перфильев С.В., зав. кафедрой государственного, муниципального и корпоративного управления, д.э.н., проф.;

Подгорнова Н.А., доцент кафедры государственного, муниципального и корпоративного управления, к.э.н., доц.;

Пржегорлинский В.Н., зав. кафедрой информационной безопасности, к.т.н., доц.;

Пылькин А.Н., профессор кафедры вычислительной и прикладной математики, д.т.н., проф.;

Саблина В.А., доцент кафедры электронных вычислительных машин, к.т.н., доц.;

Сапрыкин А.Н., доцент кафедры систем автоматизированного проектирования вычислительных средств, к.т.н., доц.;

Семенов А.Р., доцент кафедры химической технологии, к.ф.-м.н.;

Скрипкина О.В. доцент кафедры экономической безопасности, анализа и учета, к.э.н., доц.;

Соколов А.С., зав. кафедрой истории, философии и права, д.и.н;

Соловьева И.П., доцент кафедры экономики, менеджмента и организации производства, к.э.н., доц.;

Таганов А.И., профессор кафедры космических технологий, д.т.н., проф.;

Тарасова В.Ю., ассистент кафедры электронных вычислительных машин, магистр;

Торженова Т.В. доцент кафедры экономической безопасности, анализа и учета, к.э.н., доц.;

Харитонов А.Ю., нач. военного учебного центра, полковник, к.т.н., доц;

Холопов С.И., зав. кафедрой автоматизированных систем управления, к.т.н., доц.;

Цыцына М.И., ассистент кафедры космических технологий, магистр;

Чеглакова С.Г., зав. кафедрой экономической безопасности, анализа и учета, д.э.н., проф.;

Челебаев С.В., доцент кафедры автоматизированных систем управления, к.т.н., доц.;

Щевьев А.А., доцент кафедры истории, философии и права, к.п.н., доц.

МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА»

СЕКЦИЯ «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

УДК 530+537.86+620.3+621.37+621.396.96; ГРНТИ 47.49.02

РЕФЕРЕНС-ЛИСТ ПО НАУКОЕМКИМ ТЕХНОЛОГИЯМ В ОБЛАСТИ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, ФИЗИКИ, ФОТОНИКИ И ФРАКТАЛОВ: «МНОГОПРОФИЛЬНОЕ РАДИО»

А.А. Потапов*, **, Е.Р. Менькова***

**Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук,*
***Совместная китайско-российская лаборатория информационных технологий и фрактальной обработки сигналов, Университет Цзинань,*
Россия, Москва; Китай, Гуанчжоу, Куньшань; potapov@cplire.ru;
****Всероссийский научно-исследовательский институт оптико-физических измерений,*
Россия, Москва, menkova@vniiofi.ru

Аннотация. Статья посвящена 75-летию со дня рождения русского ученого А.А. Потапова. Рассмотрены некоторые составляющие ранее введенной проф. А.А. Потаповым парадигмы «Многопрофильного радио», которая открывает возможности для будущих прорывов в области радио. Выполненные А.А. Потаповым исследования являются приоритетными в мире и служат основой для развития и практического применения фрактально-скейлинговых и текстурных методов современной радиофизики, радиотехники и радиолокации. Анализируется недавний прогресс в технологиях оптических скирмионов. Введены характерные понятия основ фрактальной геометрии пространства-времени детерминированных структур. Конечная цель – принципиально новая архитектура радиосистем и радиоканалов.
Ключевые слова*: Потапов, многопрофильное радио, электромагнитные волны, физика, радиоэлектроника, фотоника, фракталы, текстуры, динамический хаос, нелинейная динамика, метаповерхность, радиосистемы.*

REFERENCE LIST FOR HIGH-TECH APPLICATIONS IN RADIO ELECTRONICS, PHYSICS, PHOTONICS, AND FRACTALS: "MULTI-PROFILE RADIO"

A.A. Potapov, **, E.R. Men'kova****

**Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics (IREE) of Russian Academy of Sciences,*
***JNU-IREE RAS Joint Laboratory of Information Technology and Fractal Processing of Signals,*
Russia, Moscow; People's Republic of China, Guangzhou, Kunshan; potapov@cplire.ru;
****All-Russian Research Institute for Optical and Physical Measurements,*
Russia, Moscow, menkova@vniiofi.ru

Abstract. This article is devoted to 75th birthday of a Russian scientist Alexander Alexeevich Potapov. Some constituents of a paradigm "Multi-profile radio" introduced earlier by professor A.A. Potapov are considered. This paradigm opens possibilities for future breakthrough in radio field. Investigations carried out by A.A. Potapov are a priority in the world and are the basis for development and practical application of fractal - scaling and texture methods of modern radio physics, radio-engineering and radar. Recent progress in optical skyrmion technologies is analyzed. The characteristic concepts of basis of deterministic structure space-time fractal geometry are introduced. The finite purpose is a principally new architecture of radio systems and radio channels.
Keywords: Potapov, multi-profile radio, electromagnetic waves, physics, radio electronics, photonics, fractals, textures, dynamic chaos, nonlinear dynamics, metasurface, radio systems.

Введение

В преддверии 75-летия одного из авторов настоящей статьи (А.А. Потапов, род. 4 мая 1951 г.), мы решили кратко представить избранные результаты, полученные им в ИРЭ АН

СССР / ИРЭ РАН за более, чем 45-летний период работы (с 1979 г.), в том числе с Китаем (с 2011 г.); а также некоторые наши результаты, полученные ВНИИОФИ и ИРЭ РАН (начиная примерно с 2003 г.). Мы решили все это оформить как референс-лист, то есть кратко, объемно и наглядно. В широком смысле – это справка о завершенных и ведущихся НИР. Основной продукт ученого – это статьи и книги, чему и посвящается наша статья. А.А. Потапов является высоко цитируемым ученым с мировым именем и признанными результатами.

В рамках небольшой статьи невозможно дать исчерпывающий обзор наших результатов и предложенных технологий. Для формирования более полного и четкого ландшафта знаний в нашем случае большую пользу читателю окажут статьи [1-3], книга [4] и юбилейный выпуск журнала [5]. В статьях [1, 2] изложены основные исторические моменты зарождения, становления и развития фрактальной радиоэлектроники и фрактальной радиофизики в СССР и России в ИРЭ АН СССР и ИРЭ РАН соответственно, начиная с 80-х годов XX века. Исследования проводятся в рамках фундаментального научного направления “Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: проектирование фрактальных радиосистем”, инициированного и разрабатываемого в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН с 1979 г. по настоящее время на основе пионерских работ д.ф.-м.н. профессора гл.н.с. А.А. Потапова с его учениками (первым в СССР и России); А.А. Потаповым создана Российская научная школа фрактальных методов, хорошо известная в мире [1-5].

Без преувеличения можно сказать, что и в настоящее время единственным институтом в России, который на постоянной основе проводит фундаментальные и прикладные исследования по фракталам и мультифракталам и их применению в науке, технике и технологиях, является ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

Основная краткая часть

Александр Алексеевич Потапов родился 4 мая 1951 г. в селе Лукино Ржаксинского района Тамбовской области. После окончания с золотой медалью средней школы в 1968 г. он поступил на радиотехнический факультет в Рязанский радиотехнический институт, который окончил в 1974 г. по специальности “Радиоэлектронные устройства”. Затем в 1979 г. окончил вечернее отделение физического факультета МГУ им. М.В. Ломоносова.

С 03.09.1979 г. А.А. Потапов работает в Институте радиотехники и электроники АН СССР (Москва). Александр Алексеевич прошел все ступени от младшего до главного научного сотрудника (2002). В 1989 г. он защищает кандидатскую диссертацию по спецтеме в Московском физико-техническом институте (кафедра академика Б.В. Бункина), а в 1994 г. – диссертацию на соискание ученой степени д.ф.-м.н. в ИРЭ РАН на тему: «Синтез изображений земных покровов в оптическом и миллиметровом диапазонах волн» (ведущая организация ЦКБ «Алмаз», специальность «Радиофизика», официальные оппоненты – д.т.н. проф. Кулемин Г.П., д.ф.-м.н. с.н.с. Ржига О.Н., д.ф.-м.н. проф. Фукс И.М.). Со знаменитым ЦКБ «Алмаз» А.А. Потапов активно проработал с 80-х гг. XX века несколько десятков лет (был ответственным исполнителем и руководителем ряда крупных НИР), в декабре 2016 г. был награжден медалью им. А.А. Расплетина, которая вручается Академией инженерных наук в знак признания значительного вклада ученого в «развитие и повышение обороноспособности страны». Именно академик Юрий Васильевич Гуляев гораздо ранее позвонил академику Б.В. Бункину и подробно рассказал ему о научной деятельности Александра Алексеевича в области радиолокации, фракталов и дробных операторов. Очень много было встреч и обсуждений текущих дел и планов НИР с моим старшим другом Евгением Михайловичем Сухаревым (рисунок 1), заместителем главного инженера ЦКБ «Алмаз», советником Генерального конструктора ОАО «ГСКБ «Алмаз-Антей» (первый выпуск МФТИ, в КБ-1 с 1955 года) [4].



Рис. 1. Вручение А.А. Потапову (справа) Премии академика А.М. Прохорова 12.12.2013 г. (слева – Е.М. Сухарев)

Все вопросы, связанные с применениями теории фракталов, скейлинговых соотношений и дробных операторов в радиотехнике и радиофизике, также очень интересовали академика АН СССР, директора Института академика Владимира Александровича Котельникова. На своих встречах и обсуждении данных вопросов с А.А. Потаповым Владимир Александрович отмечал большое значение этих направлений для развития фундаментальных и прикладных наук, а также значительные трудности с осуществлением их на практике и пониманием/восприятием их специалистами, воспитанными на традиционных математических и радиотехнических курсах [1, 2] – рисунок 2.



Рис. 2. Разговор с академиком В.А. Котельниковым о фрактальных обнаружителях слабых сигналов в радиолокации и теории потенциальной помехоустойчивости, 25.09.2003 г.



Рис. 3. С чл.-корр. РАН генерал-майором А.П. Реутовым (совместные работы по фрактальным антеннам и моделям рассеяния радиоволн на фрактальной поверхности для РСА), 25.09.2003 г.

А.А. Потапов является инициатором постановки первых НИР и ОКР в СССР и России по радиофизическим применениям теории фракталов, текстур, скейлинговых эффектов и дробных операторов в современных радиосистемах (рисунок 3). Результаты научной деятельности А.А. Потапова по фрактальной обработке информации в интенсивных помехах, а также по фрактальным радиосистемам, фрактальным антеннам, датчикам и фрактальным радиоэлементам опубликованы в четырех отчетных докладах Президиума Российской академии наук (Научные достижения РАН.- М.: Наука, 2008, 2010, 2012 и 2013 гг.), а также в докладе Правительству Российской Федерации - М.: Наука, 2012. Все эти приоритетные в мире результаты позволяют перейти на новый уровень информационной структуры реальных немарковских сигналов и полей.

Проблема фрактально-скейлингового подхода к широкому кругу научно-технических проблем, начала изучаться впервые в мире А.А. Потаповым более 45 лет назад в ИРЭ АН СССР в связи с выполнением цикла фундаментальных исследований с ведущими отраслевыми НИИ и конструкторскими бюро СССР и России (примерно 20 организаций), посвященных созданию новых прорывных технологий для радиолокации. Основное, это обнаружение

по одномерной (вероятностный статистический сигнал) и многомерной (стохастические оптические и радиолокационные изображения - РЛИ) выборке разнообразных малоконтрастных объектов на фоне интенсивных помех от поверхности Земли.

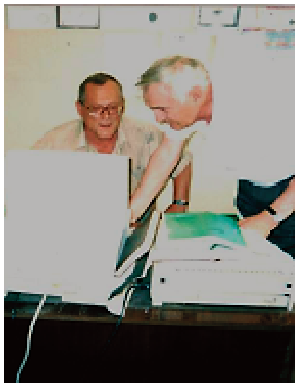
[*Здесь необходимо сделать небольшое примечание (от П.А.А.).* В этой части нашей статьи мы будем ниже принципиально ссылаться в основном на тезисы первых подготовленных открытых докладов на многочисленных конференциях уже давно ушедших времен (примерно 1/50 от общего числа конференций и моих статей), когда слово «фрактал» было незнакомо большинству специалистов и часто неадекватно воспринималось аудиторией, что только усиливало и подгоняло мое желание донести свои идеи и мысли до осязаемых результатов. Здесь только характер играет роль! Полная информация о моем участии в нескольких сотнях конференций и сделанных докладах приведена в книге [4], ставшей сейчас библиографической редкостью. Заметим, что моя статья [1] наоборот содержит список литературы, состоящий из книг и статей в ведущих современных журналах. В 2005 г. два общепризнанных советских ученых Я.Д. Ширман и Я.С. Шифрин на знаменитом «фрактальном» семинаре приняли полностью все мои идеи и работы (см. рисунок 4 и книгу [4]).



(*а*)



(*б*)



(*в*)

Рис. 4. (*а*) - Я.Д. Ширман и А.А. Потапов, 22.09.2005 г.; (*б*) - Знаменитый «фрактальный» семинар, где все мои идеи и работы были приняты (Победа!): крайний слева Э.И. Шустов (НИИДАР), в центре Я.С. Шифрин, А.А. Потапов, Я.Д. Ширман, 23.09.2005 г.; (*в*) - Демонстрирую П.Я. Уфимцеву свои топологические текстурно-фрактальные методы обнаружения объектов, выполненных по технологии Stealth, ИРЭ РАН, лаб. № 343, 31.08.2004 г.

Поэтому с большой благодарностью хочу сказать еще раз, что без благожелательной поддержки академиков Б.В. Бункина, В.А. Котельникова, Ю.В. Гуляева моя работа в области теории фракталов и их широкого применения в радиофизике, радиотехнике, радиолокации, цифровой обработке информации и других направлениях, не была бы столь эффективной, систематической и плодотворной за более чем 45 лет работы в ИРЭ АН СССР (ИРЭ РАН).

И приведу только одну цитату из анонимных рецензий на статью [1]: «… Рассматриваемый материал является профессионально написанным историко-научным обзором по различным аспектам актуальной тематики «Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника» - по истории ее зарождения в ИРЭ РАН, развития, научно-прикладной и прогностической значимости. Уникальностью (то есть мощным дополнительным аргументом в пользу опубликования) статьи является то, что она написана основоположником данного научного направления, что и отражает продемонстрированное глубокое погружение в тему. Направление исследований представляет огромную научную ценность для развития теории и практики моделирования (генерирования) и анализа реальных процессов физической и иной природы. Рекомендую статью для безусловного опубликования в журнале «Известия вузов. ПНД»: нетрудно предвидеть, что она станет одной из лучших статей журнала …»**]**.

В ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН до 90-х гг. XX в. А.А. Потаповым были получены следующие основные научные результаты (это фундамент, на котором взросли все наши топологические фрактальные методы):

- В итоге проведения многолетних натурных экспериментов на различных полигонах СССР выполнен статистический анализ уникальных больших массивов данных по пространственно-временным характеристикам рассеяния земных покровов с учетом их сезонных и угловых вариаций при различных метеоусловиях и турбулентности тропосферы в диапазонах миллиметровых (ММВ) и сантиметровых волн и дана их надежная интерпретация.
- Создана теория рассеяния ММВ хаотическими покровами, использующая впервые введенные функционалы стохастических полей обратного рассеяния и частотные функции когерентности с учетом диаграммы направленности антенны и корреляции наклонов неровностей.
- Предложен и обоснован новый класс информативных признаков, основанный на тонкой структуре отраженных радиолокационных сигналов.
- Впервые исследованы полные ансамбли текстурных признаков (в отличие от работ зарубежных ученых) оптических и радиолокационных изображений реальных земных покровов.
- На основе предыдущих результатов предложены и опробованы новые методы обнаружения слабых радиолокационных сигналов при наличии интенсивных негауссовских помех.
- Разработана модель стохастического авторегрессионного синтеза оптических и радиолокационных изображений земных покровов с объектами с включением операций преобразования яркости. Это позволяет сформировать карту движения и динамику обнаруживаемого объекта. Высокая степень достоверности синтеза (до 90 %) позволило использовать его при создании цифровых эталонных карт местности для летательных аппаратов.

Важно отметить, что проводимые А.А. Потаповым работы по исследованию информативности указанных выше массивов радиоизображений с применением новых технологий текстурных мер не имели аналогов как в России, так и за рубежом. Из Америки, кстати, тоже нам поступали дополнительные космические ИК изображения.

В начале 90-х гг. XX в. А.А. Потаповым были впервые в мире предложены и обоснованы топологические текстурно-фрактальные (не энергетические (!)) методы обнаружения малоконтрастных объектов на фоне интенсивных негауссовских помех от поверхности земли, моря и осадков с выделением их контуров (см. например [1-22]). Одновременно в 1997 г. впервые разработаны методы фрактальной модуляции и фрактальные широкополосные и сверхширокополосные сигналы, включая *H* – сигналы [1-4, 23, 24].

В 2005 г. в работах А.А. Потапова впервые в мире была сформирована и получила развитие концепция создания принципиально новых фрактальных радиосистем и фрактальной элементной базы (см. например [1-4, 25-35]). Также в 2005 г. в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН создан действующий макет первого в мире фрактального непараметрического обнаружителя радиолокационных сигналов (ФНОРС). На основе анализа некоторых типов фрактальных широкополосных и многодиапазонных антенн, показано, что перспективными элементами фрактальной радиоэлектроники являются функциональные элементы, фрактальные импедансы которых реализуются на основе фрактальной геометрии проводников на поверхности (фрактальные наноструктуры, метаповерхности) и в пространстве (фрактальные антенны), фрактальной геометрии поверхностного микрорельефа материалов и т.д. Развитые подходы могут быть распространены на широкий класс электродинамических задач при исследовании фрактальных магнонных кристаллов и фрактальных метаповерхностей, фрактальных резонаторов, фрактальных экранов и заграждений, а также других фрактальных частотно-избирательных поверхностей и объемов. Решена задача рассеяния волн фрактальными поверхностями с вычислением трехмерных индикатрис рассеяния.

Проведен строгий электродинамический расчет многочисленных типов фрактальных антенн, принципы конструирования которых лежат в основе фрактальных частотно-избирательных поверхностей и объемов (фрактальные “сэндвичи”). Впервые предложена и реализована модель “фрактального” конденсатора как фрактального импеданса, а также, фрактальные лабиринты для синтеза СВЧ структур и т.д.

За период работы в ИРЭ РАН были выполнены более 50 фундаментальных и поисковых НИР и множества проектов РФФИ. В период 2001–2005 гг. А.А. Потапов являлся научным руководителем НИР, выполняемой по решению Секции прикладных проблем при Президиуме РАН. По представлению Ученого совета постановлением Президиума РАН Александр Алексеевич получал Государственную научную стипендию в период 1997–2000 гг. и в 2000–2003 гг. А.А. Потапов – в период 1999-2018 гг. ученый секретарь Диссертационного совета при ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

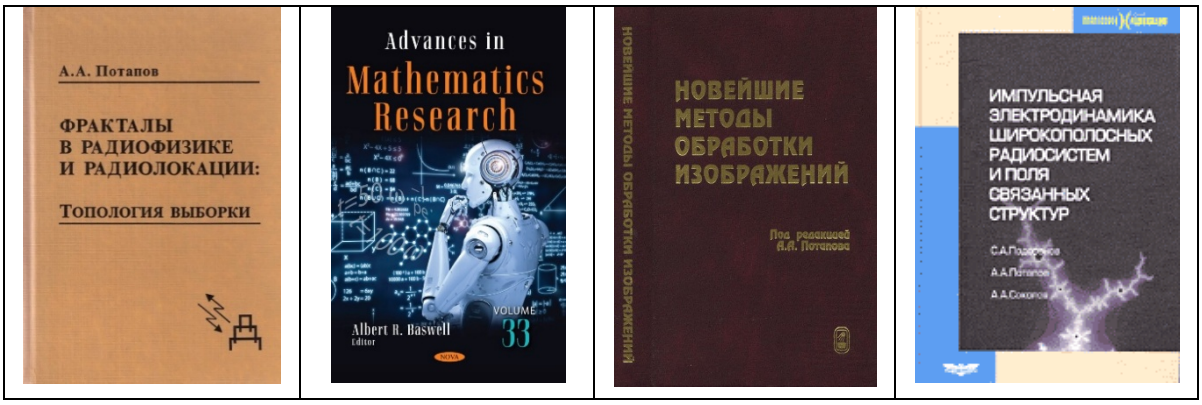
А.А. Потапов входит в состав оргкомитетов многочисленных международных и всероссийских конференций, на которых он сделал более 500 докладов в 23 странах. Выступления в Англии, США, Канаде, Голландии, Австрии, Германии, Франции, Испании, Италии, Венгрии, Греции, Турции, Шотландии, Швейцарии, Швеции, Мексике, Китае, Сербии, Черногории, Болгарии, Казахстане, Белоруссии, Украине принесли ему широкую известность в кругах международной научной общественности.

А.А. Потапов – академик Российской академии естественных наук по Отделению проблем радиоэлектроники, нанофизики и информационным технологиям (2007) и академик Академии инженерных наук им. А.М. Прохорова (2008). Лауреат Премии имени академика А.М. Прохорова (2013) и Премий ВЭС ВКС (2016 и 2022).

По личной просьбе Издательства Verlag fur Personenenzyklopadien AG Швейцария биография А.А. Потапова опубликована в энциклопедии “Who is Who в России” (2008-2010). В 1997 г. А.А. Потапов награжден медалью «В память 850-летия Москвы». За выдающиеся достижения в области инженерных наук и пионерские разработки в области прорывных информационных технологий и реализацию научных проектов по текстурам, фракталам и дробным операторам в радиолокации, радиотехнике и радиофизике награжден двадцатью ведомственными медалями (в том числе медаль имени А.И. Берга). В 2006 г. А.А. Потапову присвоено звание «Почетный радист РФ».

Некоторые монографии А.А. Потапова, книги с его главами и результатами

А.А. Потапов является автором более 1250 научных трудов, включая два патента (еще два патента на подходе), в том числе 68 отечественных и зарубежных монографий и глав в них на русском, английском и китайском языках. Некоторые монографии А.А. Потапова, книги с его главами, результатами и журнал «Нелинейный мир» представлены на рисунке 5. Следует учесть, что временная последовательность выхода в свет представленных изданий не соблюдена, то есть, это изображение с временными лагами – фрактальное.




ФРАКТАЛЫ. ХАОС. ВЕРОЯТНОСТЬ
НЕЛИНЕЙНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ
Р.П. Быстров, А.А. Потапов, А.В. Соколов
МИЛЛИМЕТРОВАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ С ФРАКТАЛЬНОЙ ОБРАБОТКОЙ
Антипов О.И., Неганов В.А., Потапов А.А.
Детерминированный хаос и фракталы в дискретно-нелинейных системах
МИР Математики
РИЧАРД М. КРОНОВЕР
Фракталы и хаос в динамических системах
С. А. Подосенов, А. А. Потапов, Дж. Фоукзон, Е. Р. Менькова
НЕГОЛОНОМНЫЕ, ФРАКТАЛЬНЫЕ И СВЯЗАННЫЕ СТРУКТУРЫ В РЕЛЯТИВИСТСКИХ СПЛОШНЫХ СРЕДАХ, ЭЛЕКТРОДИНАМИКЕ, КВАНТОВОЙ МЕХАНИКЕ И КОСМОЛОГИИ
Книга 1 Теория импульсного излучения и взаимодействие полей с голономными и фрактальными объектами
Книга 2 Силовые поля в связанных и неголономных структурах
Книга 3 АСИМПТОТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ в задачах классической и фрактальной импульсной электродинамики и КВАНТОВАЯ КОСМОЛОГИЯ в пространстве-времени отрицательной фрактальной размерности
Флуктуации и шумы в сложных системах живой и неживой природы
Редакторы: Р.М. Юльметьев, А.В. Мокшин, С.А. Дёмин, М.Х. Салахов
Fractality of Wave Fields and Processes in Radar and Control
РАДИОЛОКАЦИЯ ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА
Вопросы ПЕРСПЕКТИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ
РАДИОЛОКАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТЫ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ
Динамические явления в сложных системах
Научная серия Защита информации
ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ
методы шифрования
А.А. Потапов
ФРАКТАЛЬНЫЙ МЕТОД И ФРАКТАЛЬНАЯ ПАРАДИГМА В СОВРЕМЕННОМ ЕСТЕСТВОЗНАНИИ
Воронеж 2012


МИНИСТЕРСТВО ОБОРОНЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФГБУ «3 Центральный научно-исследовательский институт»
А.А. Потапов, Р.П. Быстров, А.Е. Гвоздев, А.В. Немцов
ИЗБРАННЫЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ И ПРАКТИКИ ЛИНЕЙНОЙ И НЕЛИНЕЙНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ
в трех частях
Часть I. Линейная радиолокация
Часть II. Нелинейная радиолокация
Часть III. Нелинейная радиолокация
Understanding Complex Systems
Christos Skiadas Editor
The Foundations of Chaos Revisited: From Poincaré to Recent Advancements
Springer
Этюды об актуальной бесконечности и фрактальной парадигме
Проблемы современной теории множеств, фрактальной парадигмы и фрактального метода, использующих сингулярные объекты
LAMBERT Academic Publishing
РАЗВИТИЕ НАНОТЕХНОЛОГИЙ НА ОСНОВЕ НАНОКОМПОЗИТОВ
Санкт-Петербург 2016
Ludmila A. Uvarova, Ph.D. • Alexey B. Nadykto, Ph.D.
Anatoly V. Latyshev, Ph.D.
VOLUME 2
Nonlinearity
Problems, Solutions and Applications
FRACTAL ANALYSIS
APPLICATIONS IN PHYSICS, ENGINEERING AND TECHNOLOGY
Edited by Fernando Brambila
INTECH
Christos H. Skiadas Editor
Fractional Dynamics, Anomalous Transport and Plasma Science
Lectures from CHAOS2017
Springer
Федеральное государственное бюджетное учреждение науки
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
2018
LII НАУЧНАЯ СЕССИЯ, ПОСВЯЩЕННАЯ ДНЮ РАДИО
Дробное исчисление А.В. Летникова в физике фракталов
Дробное исчисление, фракталы и скейлинг в прорывных информационных технологиях для проблем современной науки и техники
LAMBERT Academic Publishing
Large deviations principles of Non-Freidlin-Wentzell type
LAMBERT Academic Publishing


«ФРАКТАЛЫ В ДЕЙСТВИИ»
ФРАКТАЛЫ
Математические
Физические
Классификация фракталов, созданная А.А. Потаповым и одобренная Б. Мандельбротом
«ФРАКТАЛЫ В ДЕЙСТВИИ»
БИОБИБЛИОГРАФИЯ
Профессор А.А. Потапов
ПРОФЕССОР АЛЕКСАНДР АЛЕКСЕЕВИЧ ПОТАПОВ
БИОБИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ
НЕЛИНЕЙНЫЙ МИР
№ 4, т.2, 2004
8-я Международная научно-техническая конференция
Б.Ф.УТКИН – 100 ЛЕТ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ.
КОСМОНАВТИКА. РАДИОЭЛЕКТРОНИКА.
ГЕОИНФОРМАТИКА
МАТЕРИАЛЫ ДОКЛАДОВ
Рязань, 27-29 сентября 2023 г.
А. А. Потапов, А. К. Гильмутдинов, П. А. Ушаков
ФРАКТАЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И РАДИОСИСТЕМЫ
ФИЗИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ
ФРАКТАЛЫ: ЛАЗЕРНЫЕ ОПТИКА И ГРАФИКА
inquiry
knowledge
data
Scientific
Method
results
hypothesis
EPRB Paradox Resolution.
Bell inequalities revisited
LAMBERT
Colombeau Solutions to Einstein Field Equations in General Relativity: Gravitational Singularities, Distributional SAdS BH Spacetime-Induced Vacuum Dominance
Springer Proceedings in Complexity
Christos H. Skiadas
Yiannis Dimotikalis Editors
12th Chaotic Modeling and Simulation International Conference
13th Chaotic Modeling and Simulation International Conference
14th Chaotic Modeling and Simulation International Conference
Springer
Advances in Intelligent Systems and Computing 1185
C. H. WU
Srikanta PATNAIK
Florin POPENTIU VLĂDICESCU
Kazumi NAKAMATSU Editors
Recent Developments in Intelligent Computing, Communication and Devices
Proceedings of ICCD 2019
Advances in Intelligent Systems and Computing 1315
Zhengbing Hu
Sergey Petoukhov
Matthew He Editors
Advances in Artificial Systems for Medicine and Education IV
Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies 120
Advances in Artificial Systems for Medicine and Education V
Lecture Notes in Electrical Engineering 1253
Yuriy S. Shmaliy Editor
8th International Conference on Computing, Control and Industrial Engineering (CCIE2024)
Advances in Computing, Control and Industrial Engineering VIII (Volume 2)
ТУРБУЛЕНТНОСТЬ, ДИНАМИКА АТМОСФЕРЫ И КЛИМАТА
ФМ
INTERNATIONAL CONFERENCE
"Dynamics, Bifurcations and Strange Attractors"
dedicated to the memory of
L.P. SHIL'NIKOV
(1934-2011)
BOOK of ABSTRACTS
СБОРНИК ТЕЗИСОВ
ИННОВАЦИОННЫЕ РАЗРАБОТКИ
Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова
Российской академии наук
Международный конгресс
НЕЛИНЕЙНЫЙ ДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ - 2007
ТЕЗИСЫ ДОКЛАДОВ
International Congress
NONLINEAR DYNAMICAL ANALYSIS - 2007
BOOK OF ABSTRACTS



Рис. 5. Некоторые монографии А.А. Потапова, книги с его главами, результатами и журнал «Нелинейный мир»

Полученные А.А. Потаповым с учениками результаты вошли в первую в России монографию (*Потапов А.А.* Фракталы в радиофизике и радиолокации.- М.: Логос, 2002.- 664 с., тираж 1000 экз.), переизданную по многочисленным просьбам ряда организаций и читателей в 2005 г. (*Потапов А.А.* Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп.- М.: Университетская книга, 2005.- 848 с., тираж 2000 экз.) [35]. Информация об этих книгах была размещена в рубрике «Новые книги по физике и смежным наукам» журнала «Успехи физических наук» (2002 г., т. 172, № 4, с. 493 и 2005 г., т. 175, № 5, с. 567). В России данная монография стала настольной книгой ученых самых разных специальностей. Эта монография внесена лично профессором Б. Мандельбротом в США в 2005 г. в его знаменитый международный список лучших книг по фракталам.

Издание журнальной монографии по радиофизическим эффектам

Одновременно с подготовкой первых монографий по фракталам в радиофизике и радиоэлектронике [35] А.А. Потапов заканчивал оформление книги «Радиофизические эффекты при взаимодействии электромагнитного излучения миллиметрового диапазона волн с окружающей средой», в которую также вошли результаты из его кандидатской и докторской диссертаций по специальности «Радиофизика» [36]. В конечном итоге монография [36] сформировалась в виде журнального варианта в 8 выпусках (7 частей – журнал «Зарубежная радиоэлектроника» и 8-я дополнительная часть – журнал «Нелинейный мир»). Эта книга среди специалистов имела большой успех. Потом в ряде институтов и предприятий часто приходилось видеть эту книгу [36] в самостоятельно изготовленных переплетах (примерно 230 стр. журнального формата с дополнительными более ранними обзорами 80-х гг. А.А. Потапова из «Зарубежной радиоэлектроники» по радиолокации и корреляционно-экстремальным системам навигации с алгоритмами их функционирования).

Отметим, что в СССР и России длительное время ранние работы А.А. Потапова по исследованию изображений земных покровов в оптике и на ММВ с использованием текстурных и фрактальных сигнатур фактически были единственными и актуальны до сих пор (особенно, в настоящее время).

Новые динамические модели дифракции и распространения волн в турбулентной атмосфере с учетом поверхности Земли

В современной теории турбулентности полагается, что вихревые слои свертываются в сложные фрактальные структуры [35-37]. Ранние публикации [4] и две диссертации легли в основу синтеза новых динамических моделей распространяющихся волн в турбулентной атмосфере с учетом земной поверхности и принципиально отличающихся от существующих классических моделей. Это одна из излюбленных тем А.А. Потапова. Речь идет о динамических моделях на основе странных аттракторов, имеющих конечное число степеней свободы, и описывающих процессы негауссовского рассеяния и распространения волн, а также оперирующих фрактальными сигнатурами и интервалом предсказания интенсивности принятого радиосигнала [38-47]. Это позволило перейти на новый уровень информационной структуры реальных немарковских сигналов и полей в проблеме распространения и дифракции волн во фрактальных и турбулентных средах и рассмотреть фрактальные флуктуации волн.

Автором проводились с ЦКБ «Алмаз» в 80-е и 90-е гг. XX века многомасштабные экспериментальные работы по созданию банка данных по пространственно-временным характеристикам ММВ для последующего анализа и синтеза текстур РЛИ с помощью простых и сложных фазоманипулированных сигналов сверхбольшой базы $\geq 10^6$, исследовались вклады пространственно-временного распределения гидрометеоров на характеристики изображений. В частности, был проведен ряд экспериментов по экспресс-анализу фрактальных флуктуаций сверхширокополосных и простых сигналов на ММВ и СМВ в турбулентной тропосфере при стробировании дистанции по дальности. Средняя скорость ветра при проведении натурных экспериментов равнялась 3 ± 0,5 м/с. Обработка показала, что в летнее время (температура воздуха $20^0 – 25^0$) на приземной трассе протяженностью 150 м на высоте 10 м и длине волны излучения 8,6 мм для амплитудных флуктуаций фрактальная размерность $D \approx 1{,}63$. В этом случае параметр Херста равен $H \approx 0{,}37$. В случае радиолокационного зондирования фрактальная размерность повышалась до $D \approx 1{,}72$ ($H \approx 0{,}28$). При моросящем дожде фрактальная размерность амплитудных флуктуаций уменьшалась до значений порядка $D \approx 1{,}59$ ($H \approx 0{,}41$). Величина СКО <0,02. В экспериментах никогда не выявлялись процессы с $D=1{,}5$. Таким образом, в процессе натурных экспериментов наблюдались исключительно негауссовские антиперсистентные процессы.

Поездки в США. Признание русских приоритетов. Встреча с Б. Мандельбротом

В период 2000–2005 гг. совместно с ЦКБ «Алмаз» А.А. Потапов был соруководителем международного проекта № 0847.2 по линии МНТЦ по созданию многофункциональной автоматизированной радиоизмерительной системы со сложным сигналом на сантиметровых и миллиметровых волнах, использующей принципиально новые запатентованные технологии схемотехники и цифровой обработки информации на основе фрактальных и радоновских алгоритмов в режиме реального времени [1-5]. Дважды по линии МНТЦ (2000 и 2005 гг.) А.А. Потапов выезжал в США в научные командировки (города Хантсвилл, Франклин, Вашингтон, Атланта, Нью-Йорк) с чтением лекций по фрактальным технологиям в радиолокации и радиотехнике - рисунок 6. Американскими специалистами (Центр Космической Плазмы и Аэроисследований, г. Хантсвилл, США) в официальном письме к академику РАН Ю.В. Гуляеву от 14.12.2005 г. был отмечен мировой приоритет работ А.А. Потапова по применению теории фракталов в информационных и радиолокационных технологиях [1-5]. В частности, отмечено, что «…*Семинары были крайне интересны и подтвердили высокую научную квалификацию доктора А. Потапова. Радиолокационные технологии, представленные доктором А. Потаповым, основаны на теории фракталов и являются новыми. Важность этих исследований для международного сообщества специалистов и ученых неоспорима*» [1-5].



Рис. 6. У Белого дома, Вашингтон, июль 2000 г.





Рис. 7. (слева) Б. Мандельброт подписывает свои книги на память о нашей встрече, (справа) А.А. Потапов дарит свою монографию «Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки», Нью-Йорк, 16.12.2005 г.

Тогда же состоялась знаменитая встреча А.А. Потапова с основателем фрактальной геометрии Б. Мандельбротом у него дома в США, когда он принял и одобрил определение фракталов, введенное А.А. Потаповым, и его работы [1-5, 35], - рисунок 7. Монография автора [35] внесена Б. Мандельбротом в его знаменитый международный список лучших книг по фракталам. С тех пор в Москве у автора хранятся 6 томов избранных работ Б. Мандельброта с его воодушевляющими автографами (*величайшая библиографическая и научная редкость*).

В память об этом знакомстве была выпущена в журнале «Нелинейный мир» (2007. Т. 5. № 6. С. 402-404) статья: Потапов А.А. «Моя встреча с Б. Мандельбротом».

Уходу из жизни Б. Мандельброта и его заслугам в науке А.А. Потапов посвятил статью «Бенуа Мандельброт (1924–2010) – Человек, “преодолевший пропасть размерностей”» в журналах «Нелинейный мир» (2010. Т. 8. № 12. С. 733-738), «Успехи современной радиоэлектроники» (2011. №3. С. 5-10) и «Sky» (Национальная Академия Авиации, Баку, Азербайджан. 2012. № 1. С. 34-39), а также, доклад на IV Всерос. конф. «Радиолокация и радиосвязь» (Москва, 29 ноября – 03 декабря 2010 г.), ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. 2010. С. 218-223, доклад на Шестой Всерос. конф. «Необратимые процессы в природе и технике» (Москва, 26 - 28 января 2011 г.), МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2011. Часть I. С. 6-15 и доклад на XVII Между-

нар. НТК «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж, 12 – 14 апреля 2011 г.), ВГУ. 2011. Т. 3. С. 2225-2234.

Поездки в Китай. Создание совместной китайско-российской лаборатории

А.А. Потапов - Президент совместной китайско-российской лаборатории информационных технологий и фрактальной обработки сигналов (2011). Почетный профессор Джинанского университета (Китай, март 2011 г.). С октября 2025 г. А.А. Потапов - эксперт Международного Института передовых технологий в рамках «Один пояс, один путь» (Куньшань, Китай). В апреле 2015 г. А.А. Потапов в Пекине победил в международном научном конкурсе и выиграл Правительственный грант Китая «Leading Talents» по фрактальным методам обработки сигналов и изображений.

За период 2012 –2024 гг. с китайскими учеными помимо многочисленных докладов-статей (примерно 50) были совместно выполнены около десятка работ по фотонике и радиофотонике, которые опубликованы в высокорейтинговых международных научных журналах [48-56]. Тематика этих статей: оптико-аналоговые вычисления пространственного дифференцирования и обнаружение контуров; метаповерхности Гюйгенса; управление рассеянием света наночастицами с помощью магнитоэлектрической связи и нулевое обратное рассеяние; теория рассеяния света наночастицами и электро-магнитные мультиполи; численное моделирование; поверочные эксперименты в области частот от 4 до 7,5 ГГц; сильная оптомеханическая связь в цепочечных волноводах и кольцевых резонаторах из наночастиц и наностержней кремния с квазисвязанными состояниями в континууме (фотон – фононное взаимодействие с микроструктурами) и т.п. В 2019 г. в Китае вышла наша монография [57]. Было прочитано множество лекций студентам, аспирантам и инженерам [4], выступлений - рисунок 8.

Помимо увлекательной работы, всегда много путешествий по стране, знакомство с ее историей. Китайская цивилизация одна из древнейших в мире. Один пример - рисунок 9.

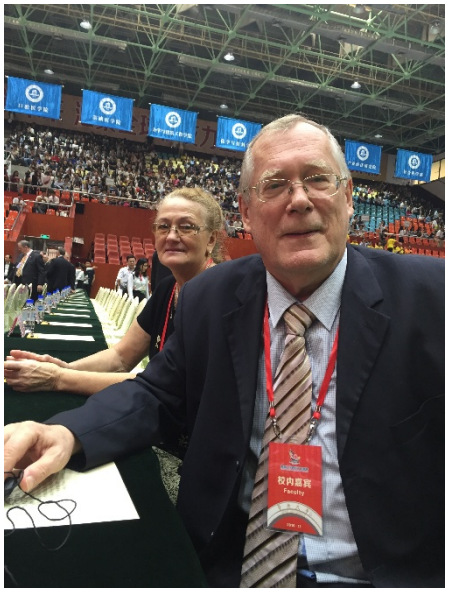


Рис. 8. 110-летие Джинанского университета (19.11.2016 г.)



Рис. 9. Терракотовая армия - ≈ 8100 статуй воинов у мавзолея императора Цинь Шихуанди, Сиань (после конференции), 24.11.2019 г.

Терракотовые статуи были захоронены в конце III века до н.э. вместе с первым императором династии Цинь - Цинь Шихуанди (объединил Китай и соединил все звенья Великой стены), в 210-209 годах до н. э. Через год после восхождения на престол в 246 году до н. э.

13-летний Ин Чжэн (будущий Цинь Шихуанди) стал строить свою гробницу. По его замыслу, статуи должны были сопровождать его после смерти. Строительство потребовало усилий более чем 700 тыс. рабочих и ремесленников и длилось 38 лет. Периметр внешней стены захоронения равен 6 км. Армия глиняных воинов покоится в боевом построении в параллельных склепах в 1,5 км на восток от гробницы императора. Все скульптуры солдат отличаются друг от друга. Чтобы установить эту армию, был выкопан котлован размером с футбольное поле, а когда армия заняла свое место, сверху древние мастера положили цельные стволы деревьев, на них циновки, потом 30 см цемента и 3 м земли. Затем посеяли траву, и армия исчезла. Исчезла насовсем, о ней не узнал ни один летописец, ни один грабитель. Статуи обнаружил китайский крестьянин 29 марта 1974 года, когда копал колодец на востоке у горы Ли (Лишань). Гора Лишань - это рукотворный некрополь первого императора Цинь.

Музей терракотовой армии построили в городе Сиань вблизи гробницы, в 1979-1994 годы. Музей состоит из трех залов, общая площадь которых более 190 тысяч квадратных метров. Армия глиняных воинов покоится в боевом построении в параллельных склепах в 1,5 км на восток от гробницы императора. В 1987 году на 11-й сессии ЮНЕСКО терракотовая армия была включена в список всемирного наследия. Сегодня терракотовая армия считается восьмым чудом света. Город Сиань существует более 3100 лет.

Наши результаты, полученные ИРЭ РАН и ВНИИОФИ

Примерно в 2001 г. представители ВНИИОФИ приезжали в ИРЭ РАН для получения рекомендаций при выдвижении их на премию Правительства РФ 2002 г. в области науки и техники. Тогда впервые встретились А.А. Потапов и С.А. Подосенов. Их объединили общие интересы в области электродинамики, теории антенн, теории поля и возможности фракталов. Так и началось в 2002 г. тесное научное сотрудничество А.А. Потапова с С.А. Подосеновым и Е.Р. Меньковой. Результат их научной деятельности: две монографии [58, 59], одна из которых вышла в 3-х томах [59] двумя тиражами – в твердой и мягкой обложках.

Подосенов Станислав Александрович (1.09.1937–1.03.2022) - выпускник физфака МГУ им. М.В. Ломоносова 1963 г. (кафедра статистической физики и квантовой механики, зав. кафедрой академик Н.Н. Боголюбов), специальность физик-теоретик, лауреат премии Правительства РФ 2002 г. в области науки и техники, внес большой вклад в развитие современной и классической *теории излучения импульсных электромагнитных полей*, признанной мировым сообществом [58-62]. Сверхкороткие импульсы (СК) электромагнитного поля имеют широкое практическое применение в радиофизике, радиолокации, метрологии, ядерной физике, антенной технике, медицине и т.п. В радиолокации СК импульсы электромагнитного поля используются для передачи информации и энергии. (Отметим, что С.А. Подосенов в 1972 году в Университете дружбы народов, на кафедре теоретической физики, руководимой проф. Я.П. Терлецким, защитил кандидатскую диссертацию по специальности теоретическая и математическая физика на тему "Релятивистская механика деформируемой среды в тетрадной формулировке". Диссертация связана с тематикой научной школы известных профессоров МГУ Д.Д. Иваненко, В.И. Родичева и академика Л.И. Седова). С.А. Подосенов начал работать в лаборатории генерирования и измерения параметров электромагнитных импульсов ВНИИОФИ в 1989 г. совместно с проф. А.А. Соколовым. Задача создания теории импульсного излучения из поле образующих систем была поставлена проф. А.А. Соколовым. Ссылки на более ранние работы см. в [58-61].

Интересы С.А. Подосенова не ограничивались теорией излучения импульсных электромагнитных полей. Значительная часть работ С.А. Подосенова была посвящена также исследованиям в области теории относительности – исследованию пространства-времени и классических полей связанных структур. В частности, он совместно с А.А. Потаповым зани-

мался исследованиями *фрактальной геометрии пространства-времени* детерминированных структур [59, 63, 64]. Кратко суть данной проблемы состоит в следующем.

Обычно, при описании свойств произвольных деформируемых систем в виде сплошной среды (которые можно представить в общем случае фракталами [35]) считается заданным либо поле 4-скоростей V^{μ} (точка зрения Эйлера), либо закон движения сплошной среды, устанавливающий связь между переменными Эйлера и Лагранжа. Пространство-время считается либо плоским - в случае специальной теории относительности (СТО), либо римановым - в случае общей теории относительности (ОТО). Иными словами, принято считать, что любые внешние негравитационные поля не искривляют пространства-времени фрактальных детерминированных структур, оставляя ее пространственно-временную геометрию плоской. Искривляются, быть может, только «пространственные сечения», геометрия которых в общем случае перестает быть евклидовой. Эта наиболее распространенная точка зрения. Несколько в стороне от стандартной трактовки стоят работы В.И. Родичева [65] и А.А. Власова [66]. При рассмотрении теории роста кристаллических, плазменных и биологических структур с сохранением их подобия установлено, что рост таких структур (фракталов!) возможен в неевклидовом пространстве-времени [66, с. 326-327].

Наш подход базируется на развитии идей Родичева и Власова. Пусть в плоском пространстве-времени Минковского с сигнатурой (+ - - -) покоится сплошная среда. В некоторый момент времени $t = t_0$ включается силовое поле любой природы (кроме гравитационного), и сплошная среда приходит в движение. Согласно классической трактовке свойства пространства-времени после включения силового поля будут неизменны.

Наш ответ на этот вопрос будет не столь категоричен и зависит от местонахождения наблюдателя. Если наблюдатель рассматривает движение среды из инерциальной системы отсчета (ИСО), то для него фрактальная геометрия пространства-времени останется неизменной. Для наблюдателя, связанного с движущейся средой, т.е. находящегося в неинерциальной системе отсчета (НСО), свойства фрактального пространства-времени могут в общем случае изменяться. Мы допускаем, что включение силового поля для наблюдателя в НСО может изменить свойства пространства-времени, превратив его в искривленное в пределах мировой трубки.

Итак, для наблюдателя из НСО после включения силового поля сплошная среда будет двигаться в некотором пространстве-времени, структуру которого мы хотим определить по заданной структуре силового поля, а также по таким характеристикам континуума как тензор скоростей деформаций $\Sigma_{\mu\nu}$, тензор угловой скорости вращения $\Omega_{\mu\nu}$ и вектор первой кривизны мировых линий частиц среды F_{μ}.

Перейдем к математической постановке задачи. Для движущейся сплошной среды в четырехмерном пространстве - времени с сигнатурой (+ - - -) справедливо разложение

$$\nabla_{\mu} V_{\nu} = \Sigma_{\mu\nu} + \Omega_{\mu\nu} + V_{\mu} F_{\nu}, \tag{1}$$

где V_{μ} - поле 4 - скорости, удовлетворяющее условию нормировки

$$g_{\mu\nu} V^{\mu} V^{\nu} = 1, \tag{2}$$

$g_{\mu\nu}$ - метрический тензор в системе отсчета Эйлера,

$$\Sigma_{\mu\nu} = \nabla_{(\mu} V_{\nu)} - V_{(\mu} F_{\nu)}, \tag{3}$$

$$\Omega_{\mu\nu} = \nabla_{[\mu} V_{\nu]} - V_{[\mu} F_{\nu]}, \tag{4}$$

$$F_{\mu} = V^{\nu} \nabla_{\nu} V_{\mu}. \tag{5}$$

Круглые скобки, окружающие индексы, служат знаком симметрирования, а квадратные - знаком альтернирования. Греческие индексы могут принимать значения от нуля до трех, латинские - от единицы до трех. Разложение (1) можно трактовать с двух точек зрения:

а) - Считать, что поле 4–скорости V_μ известно, например, в результате интегрирования релятивистского уравнения Эйлера или Навье - Стокса при заданной плоской метрике. В этом случае характеристики континуума $\Sigma_{\mu\nu}$, $\Omega_{\mu\nu}$, F_μ могут быть получены по формулам (3-5), а разложение (1) выступает как математическое тождество.

б) - Считать заданными функциями $\Sigma_{\mu\nu}$, $\Omega_{\mu\nu}$, F_μ. В этом случае разложение (1) превращается в систему дифференциальных уравнений относительно V_ν и $g_{\mu\nu}$. Так как число уравнений системы (1) и (2) превосходит число неизвестных функций, должны выполняться условия интегрируемости. Условием интегрируемости для компонент 4 - скоростей будет соотношение

$$\frac{\partial^2 V_\nu}{\partial x^\epsilon \partial x^\sigma} = \frac{\partial^2 V_\nu}{\partial x^\sigma \partial x^\epsilon}. \tag{6}$$

Для нахождения связи между геометрическими и кинематическими характеристиками континуума вычислим в явном виде выражение

$$2\nabla_{[\epsilon} V_{\sigma]} V_{\ \nu} = 2\partial_{[\epsilon}\partial_{\sigma]} V_\nu + \left(\frac{\partial \Gamma^\mu_{\epsilon\nu}}{\partial x^\sigma} - \frac{\partial \Gamma^\mu_{\sigma\nu}}{\partial x^\epsilon} + \Gamma^\mu_{\sigma\rho}\Gamma^\rho_{\epsilon\nu} - \Gamma^\mu_{\epsilon\rho}\Gamma^\rho_{\sigma\nu}\right) V_\mu, \tag{7}$$

из которого с учетом (1 - 6) следует уравнение структуры детерминированных фракталов

$$R^\mu_{\varepsilon\sigma,\nu} V_\mu = 2\nabla_{[\varepsilon}\Sigma_{\sigma]\nu} + 2\nabla_{[\varepsilon}\Omega_{\sigma]\nu} + 2\nabla_{[\varepsilon}(V_{\sigma]}F_\nu). \tag{8}$$

В соотношении (7) $\Gamma^\mu_{\epsilon\nu}$, $\Gamma^\mu_{\sigma\nu}$, $\Gamma^\mu_{\sigma\rho}$, $\Gamma^\rho_{\epsilon\nu}$, $\Gamma^\mu_{\epsilon\rho}$, $\Gamma^\rho_{\sigma\nu}$ – символы Кристоффеля, которые выражаются через метрические коэффициенты. Интегрирование системы (1) и (8), где $R^\mu_{\epsilon\sigma,\nu}$ - тензор кривизны Римана - Кристоффеля, выражаемый через метрический тензор обычным образом, дает решение задачи о геометрии пространства - времени, в которой реализуется НСО с заданной структурой. Переход во вращающуюся систему отсчета (в детерминированный фрактал) [58, 59, 67-69], также приводит к псевдоримановой геометрии пространства-времени. Однако, многообразие фракталов может не уложиться в рамки римановой геометрии. В [58] получено уравнение структуры для пространств метрической связности с отличным от нуля тензором кручения.

Итак, в начале 2000-х годов благодаря нашим работам, впервые возникла новая область научных проблем, названная авторами как «*Фрактальная геометрия пространства-времени детерминированных структур*» [58, 59, 63, 64, 67-69].

В наших работах [59, 70-73] вводится мера Хаусдорфа-Коломбо в отношении отрицательных фрактальных размерностей. Пространство-время моделируется как мультифрактальное подмножество с положительными и отрицательными фрактальными измерениями. Предложена аксиоматическая квантовая теория поля в пространстве-времени с отрицательными фрактальными размерностями. Мы показали, что фрактальная природа квантового пространства-времени с отрицательными размерностями Хаусдорфа-Коломбо может в какой-то степени разрешить проблему космологической постоянной. На основе уравнения Шредингера с оператором дробного дифференцирования по пространственным координатам вычислен фейнмановский интеграл по траекториям для обобщенного лагранжиана с оператором дробного дифференцирования по времени.

Парадигма «Многопрофильное радио»

Парадигма «Multi-profile Radio - Многопрофильного радио» была первоначально предложена А.А. Потаповым в 2022 г., окончательно сформирована им в начале мая 2024 г. Этому предшествовал цикл наших работ в России и Китае в 2022–2024 годы по возможности и необходимости объединения дорожных карт «Фракталы», «Фотоника» и «Искусственный интеллект» для сквозных технологий. Исторически поводом для предложений по новой па-

радигме «Многопрофильного радио» / «Multi-Profile Radio» послужил одновременный, но совершенно независимый, выход в свет двух статей: исследователей из Японии в журнале [74] и А.А. Потапова в трудах конференции IEEE по антеннам, проходившей в декабре 2022 года в Китае (статья была отправлена в Оргкомитет в июне 2022 г.) [75].

В основе предлагаемого японскими учеными подхода «Multishape Radio» лежит применение физических свойств ЭМВ, таких как искривленное распространение, недифракционное распространение и орбитальный угловой момент. В основе предлагаемого нашего подхода лежит синтез радиофизики, фотоники, радиотехники, дробной динамики, фрактальной топологии и других нестандартных математических методов, отражающих новые возникающие парадигмы в современной теории интеллектуальных радиосистем – рисунок 10.

Казалось бы, независимые тематики, но очень много общего во взглядах на будущее радиоэлектроники и фотоники. Вероятность такого события теоретически должна стремиться к нулю, но это событие произошло! Отправляясь с разных направлений, мы независимо друг от друга, приходим со своими нестандартными идеями к новым парадигмам в области радио. Таким образом, в основе новых парадигм – новые принципиальные математические и физические идеи и методы (современное использование физических свойств ЭМВ и топологическое фрактальное описание ЭМВ, интеллектуальных радиоустройств и радиосистем любого уровня сложности) [1, 2, 30-35, 57, 75-90].

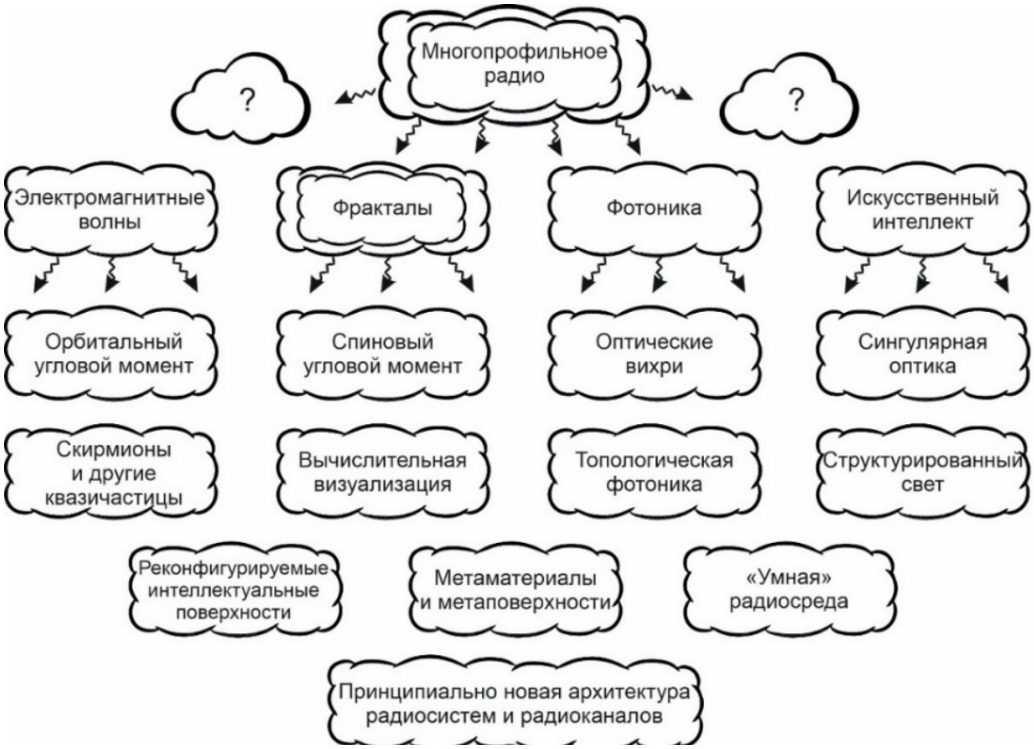


Рис. 10. Парадигма «Многопрофильное радио» (автор – А.А. Потапов) как фреймворк новых идей [1]

Замысел нашего научного исследования состоял в современном приложении топологии и теории размерности в открытых множествах задач радиофизики и радиотехники, вдохновленных современной физикой и фотоникой. Парадигма «Многопрофильное радио» / «Multi-Profile Radio» гораздо шире и объемнее (из-за внесения фракталов, элементов искусственного интеллекта и т.д.) предложения ученых из Японии «Многообразное радио» / «Multishape Radio», а также технологии когнитивного радио. Отметим, что выступления на конференциях А.А. Потапова и его статьи по данной тематике были замечены, и «посыпались» многочисленные предложения и приглашения из разных стран на конференции и на статьи, в том числе, и из Японии. Таким образом, парадигма «Многопрофильного радио» /

«Multi-Profile Radio» была положительно принята и вызвала большой интерес в мире среди специалистов.

В [1, 2] размещен окончательный вариант таблицы физических свойств ЭМВ вкупе с фрактальной топологией и варианты их использования для «Многопрофильного радио», а также приведены НИИ и ВУЗы, с которыми работал и продолжает работать автор.

«Умная» или Интеллектуальная радиосреда и новая архитектура радиосистем и радиоканалов

Первые два ряда сегментов рисунка 10 достаточно полно представлены в [1, 2, 5, 30-35, 48-57, 75-90]. Работы [5, 76-90] охватывают отдельные составляющие следующих рядов 3 – 5 на рисунке 10. Конечная цель - принципиально новая архитектура радиосистем и радиоканалов. Добавление новых сегментов в рисунок 10 не только возможно, но и крайне необходимо.

В частности, ЭМВ, несущие орбитальный угловой момент, представляют большой интерес и открывают возможности для будущих прорывов в области радио. В [76, 77, 82, 83, 87] представлена современная картина развития исследований в области топологически нетривиальных спиновых текстур, таких как *скирмионы*. Оптические скирмионы представляют собой квазичастицы с нетривиальными топологическими фрактальными текстурами, которые обладают значительным потенциалом в оптической обработке, передаче и хранении информации.

Изучение оптических скирмионов все еще находится только в периоде становления. Как показано на рисунке 11,*а*, скирмионы недавно были распространены на оптическую область 12, что положило начало новой исследовательской тенденции с экспоненциальным ростом (см. рисунок 11,*б*) [91]. Оптические топологии, безусловно, являются захватывающим новым направлением исследований.

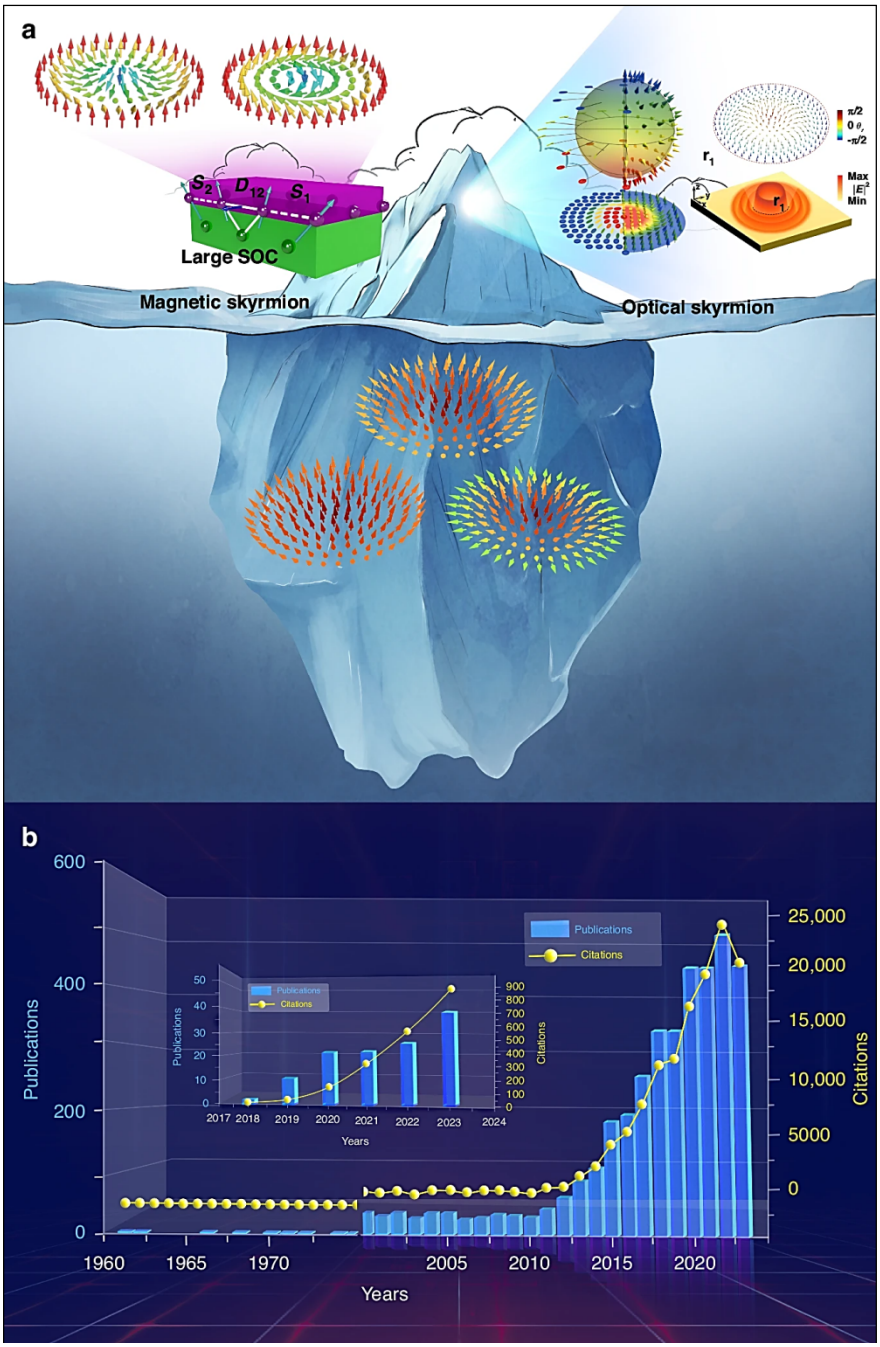


Рис. 11. Статус исследований скирмионов. а) Айсберг скирмионов. Текущие исследования магнитных и оптических скирмионов - это лишь верхушка айсберга, и многие вопросы ещё предстоит изучить. Например, нецелочисленные скирмионы. б) Публикации и цитирование в исследованиях скирмионов. Синяя гистограмма - это публикации, а желтая линия и символ - цитирование. Основная гистограмма и желтая кривая дают статистические данные как по магнитным, так и по оптическим скирмионам, а на врезке специально показаны публикации и, связанные с изучением возникающих оптических скирмионов [91]

В [1, 2, 75-93] рассматриваются тенденции развития сквозных технологий на основе новых концепций обработки сигналов и полей в современных радиосистемах и преобразований частей беспроводной среды с помощью метаповерхностей (МП) и реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей (Reconfigurable Intelligent Surfaces - RIS) в настоящую интеллектуальную радиосреду (smart radio environment). «Умная» или Интеллектуальная радиосреда - это беспроводная среда, которая превращается в интеллектуальное реконфигурируемое пространство и играет активную роль в передаче и обработке информации, и делает

более надежным обмен данными между передатчиками и приемниками. Концепция «умных» радиосред не ограничивается улучшением беспроводной связи, а направлена на создание по-настоящему распределенной интеллектуальной платформы беспроводной связи, зондирования и вычислений, которая соединяет физический и цифровой миры [1]. Конечная цель - *принципиально новая архитектура радиосистем и радиоканалов.*

Дадим несколько пояснений. Сейчас можно утверждать, что МП - ультратонкие двумерные версии метаматериалов, это, несомненно, изящные пространственные процессоры, которые значительно расширили возможности управления фронтом ЭМВ (начиная от микроволн и заканчивая оптикой), что приводит к уникальным физическим эффектам и интригующим приложениям. В последние годы произошло значительное развитие МП практически во всех режимах электромагнетизма и оптики. RIS состоят из плоского массива близко расположенных друг к другу, субволновых элементов, которые могут манипулировать ЭМВ контролируемым образом. Повторяем, что уже сейчас можно сказать, что RIS обеспечивают интерфейс между электромагнитным миром беспроводных сред распространения радиоволн и цифровым миром информатики. В мире, где бесперебойная и эффективная беспроводная связь становится все более важной, RIS предлагают убедительное решение, намеренно манипулируя средой распространения радиоволн, а не только конечных точек (передатчика и приемника). Такой подход предусматривает отказ от прошлого постулата о неподконтрольности беспроводной среды. Беспроводная связь и зондирование с поддержкой RIS - это семейство технологий, меняющих правила игры в быстро развивающейся сфере беспроводных сетей 6G. Предлагая точный контроль над средой распространения, парадигма RIS жизненно важна для внедрения бесшовных, устойчивых и экономичных беспроводных приложений.

В отличие от обычных МП, интеллектуальная МП обладает тремя важными свойствами: цифровизацией, программируемостью и интеллектом, предоставляя нам возможность контролировать взаимодействие волны, информации и материи без вмешательства человека. Здесь цифровизация позволяет интеллектуальной МП кодировать/декодировать и хранить цифровую информацию на физическом уровне; программируемость означает, что интеллектуальная МП способна реализовывать различные функции с одной физической сущностью, и переключение между которыми путем изменения последовательностей управляющего кода; в то время как интеллект указывает на то, что интеллектуальная МП имеет локальные или облачные алгоритмы в качестве своего мозга и способна принимать решения, самопрограммироваться и выполнять ряд последовательных задач без контроля человека.

Поэтому реконфигурируемые и перепрограммируемые МП можно отнести пока к стадии младенчества разумной МП, поскольку они строго не являются разумными согласно приведенному выше определению. Одним словом, интеллектуальные МП могут предоставить нам интеллектуальные платформы для манипулирования волново-информационными взаимодействиями материи, которые обладают многообещающими потенциалами в установлении прямой связи между физическим миром и цифровым миром и служат естественной ролью слияния физической сущности с ее цифровым двойником. Интеллект является ядром интеллектуальных МП, и алгоритмы (особенно методы глубокого обучения) могут хорошо взять на себя эту роль.

Реконфигурируемые интеллектуальные МП и RIS предлагают совершенно новый способ изменения свойств распространения ЭМВ и, таким образом, произвольного управления их отражением, преломлением и рассеянием. Считается, что такие физические свойства оказывают фундаментальное влияние на современные радиосистемы в связи с возможностью создания искусственной и управляемой среды распространения радиосигналов, которая больше не зависит от сложных методов кодирования, декодирования и других методов обработки сигналов.

Реконфигурируемые интеллектуальные МП коренным образом изменят и упростят архитектуру приемно-передающих устройств радиосистем, преобразователей частоты, заме-

нят антенные решетки с фазовращателями и усилителями и т.д. Они могут напрямую генерировать модулированные сигналы с динамическими волновыми свойствами, что приводит к смене парадигмы для новых архитектур передачи информации.

Технологии MIMO и интеллектуальные МП считается одним из ключевых факторов, способствующих развитию систем беспроводной связи. Реконфигурируемые интеллектуальные МП (RIS) позволяют преобразовывать части беспроводной среды в интеллектуальную радиосреду (smart radio environment - SRE), и тем самым использовать их для пассивного формирования луча, которое может значительно улучшить усиление канала, при низких затратах на реализацию и энергопотреблении по сравнению с активными антенными решетками MIMO. В отличие от антенных решеток, которые должны быть достаточно компактными для интеграции, SRE реализуются на больших поверхностях отдельно от пользовательских устройств, что облегчает им реализацию точного формирования луча с помощью сверхузких лучей, которые необходимы для некоторых приложений. Кроме того, в отличие от активных антенных решеток mMIMO, которые должны быть специально реализованы для каждого отдельной технологии радиодоступа, механизм пассивного отражения, на котором основаны RIS, практически универсален для всех ВЧ и оптических частот, что особенно выгодно с точки зрения затрат для систем 6G, работающих в сверхширокоом спектре. Таким образом, МП - недорогая альтернатива традиционной фазированной решетке. Оптимизированные МП позволяют точно настраивать пространственное распределение электромагнитного поля для управления волновым фронтом на субволновом уровне.

В последнее время в литературе появляется множество работ, посвященных темам 6G. Например, целью статьи [92] является проведение всестороннего обзора, позволяющего составить представление о системе шестого поколения 6G с точки зрения драйверов, сценариев использования, требований, ключевых показателей эффективности (KPIs), архитектуры и вспомогательных технологий. Прогнозируется взрывной рост мобильного трафика до 2030 года. Во-вторых, обсуждаются технические требования 6G и сравниваются с требованиями 5G в отношении набора KPI в количественном выражении. В-третьих, обобщаются современные научно-исследовательские усилия и деятельность в области 6G, проводимые представительными учреждениями и странами, а также разрабатывается предварительная дорожная карта определения, спецификации, стандартизации и регулирования. Затем в [92] определяют семейство потенциальных технологий и знакомят с их принципами, преимуществами, проблемами и открытыми исследовательскими вопросами. Обзор [92] служит поучительным руководством для стимулирования интереса и дальнейших исследований и разработок систем связи 6G. Все перечисленное выше и составляет содержание рисунка 12 [92, 93].

Сетевые слои в центре рисунка 12 следующие (сверху вниз): слой улучшенной мобильной широкополосной связи, слой сверхнадежной связи с низкой задержкой, слой массовой машинной связи, слой повсеместного мобильного широкополосного доступа, слой массовой сверхнадежной связи с малой задержкой, слой сверхнадежной широкополосной связи с малой задержкой.

Статья [92] заканчивается следующими словами: «В 1926 году инженер и изобретатель Никола Тесла заявил, что «когда беспроводная связь будет применена в совершенстве, вся Земля превратится в огромный мозг». Это пророчество превратится в реальность, когда наступит 6G». Несомненно, в сценарии и архитектуре на рисунке 12 найдутся точки и области внедрения рассмотренных выше наших понятий и формулировок.

В свою очередь, авторская парадигма «Многопрофильное радио» (рисунок 10) может рассматриваться как неиссякаемый фреймворк новых идей, разработок, публикаций и патентов в радиофизике и радиоэлектронике [1, 2].

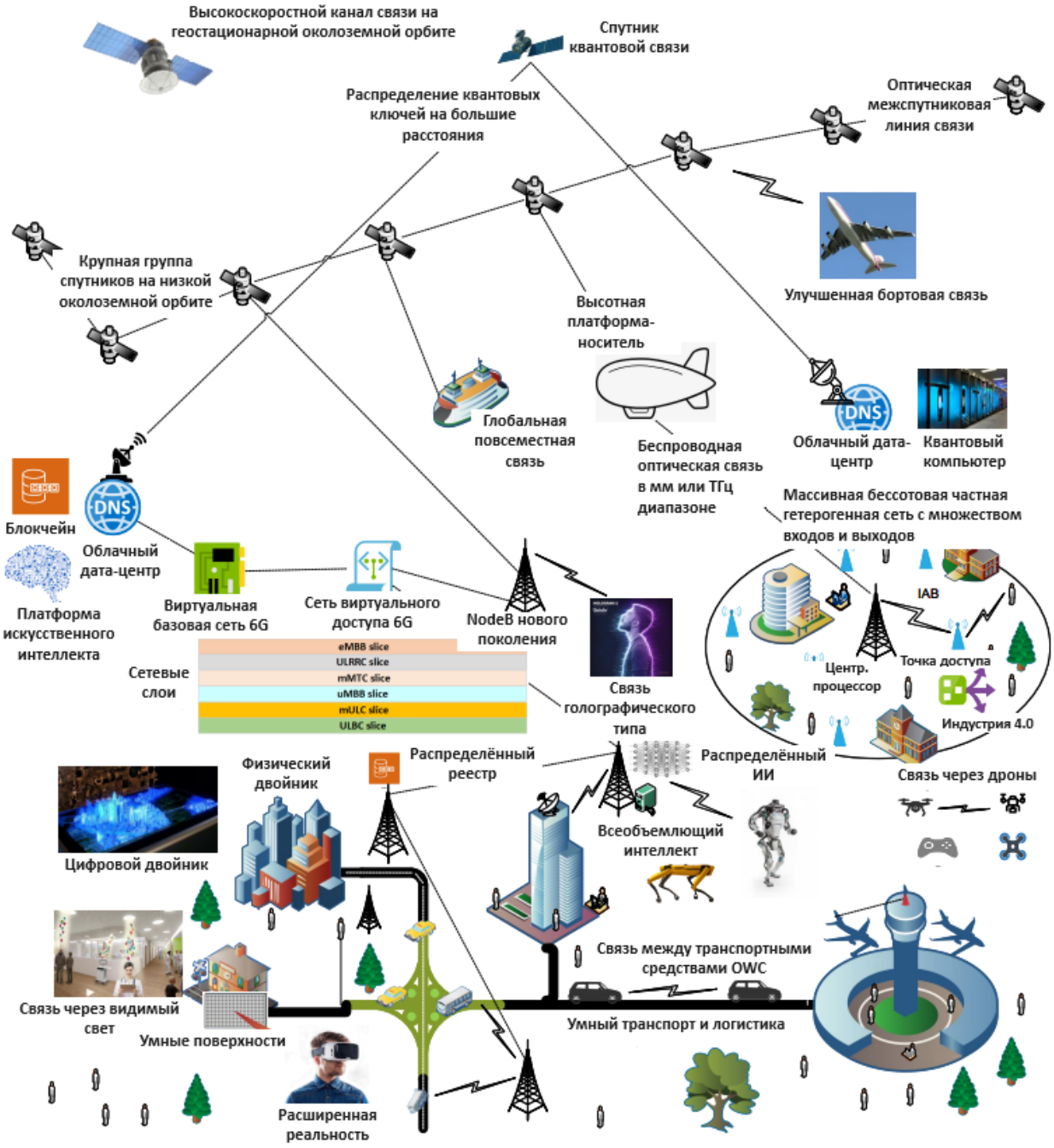


Рис. 12. Сценарии и архитектура развертывания 6G с демонстрацией репрезентативных вариантов использования и некоторых ключевых технологий [92].

Заключение

Таковы некоторые юбилейные результаты работ в той области фундаментальных и прикладных наук, которую создал А.А. Потапов [1, 2]. Данная статья поможет составить представление о текущих тенденциях в исследованиях и потенциальных будущих направлениях. Теперь мы готовы на основании наших книг, приведенных выше на рисунке 5, и полученных результатов, сказать: «Фракталы в науке и технике?.. Это очень просто!». В целом, эта работа закладывает прочную основу на более широкий спектр приложений парадигмы «Многопрофильное радио». Подобные исследования актуальны, востребованы и являются фундаментом для широкого внедрения в различные области науки и техники.

Много новых заявок на неожиданные применения фракталов и мультифракталов содержит юбилейный выпуск журнала «Физика волновых процессов и радиотехнические системы» [5], посвященный 75-летию д.ф.-м.н. профессора гл.н.с. А.А. Потапова.

Благодарности

Исследования выполнены в рамках Государственного задания ИРЭ РАН, тема «Эфир - 3».

Библиографический список

1. Потапов А.А. Зарождение и становление фрактальной радиофизики и фрактальной радиоэлектроники в ИРЭ РАН // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2025. Т. 33. № 5. С. 748-776. (*Спецвыпуск к 90-летию академика Ю.В. Гуляева*). DOI: 10.18500/0869-6632-003183. EDN: YYRUFM.

2. Potapov A.A. The origin and formation of fractal radiophysics and fractal radio electronics at the IRE RAS // Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics. 2025. V. 33. No. 5. P. 748-772. (*Special issue for the 90th anniversary of Academician Yu.V. Gulyaev*). DOI: 10.18500/0869-6632-003183.

3. Гуляев Ю.В., Потапов А.А. Применение теории фракталов, дробных операторов, текстур, эффектов скейлинга и методов нелинейной динамики в синтезе новых информационных технологий для задач радиоэлектроники (в частности, радиолокации) // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. № 9. С. 839-854.

4. Фракталы в действии: Профессор Александр Алексеевич Потапов. Биобиблиографический указатель / Под ред. акад. Ю.В. Гуляева. М.: ЦПУ «Радуга», 2019. 256 с. (*Одобрено Ученым советом ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН 26.12.2018 г., протокол № 8*).

5. Спецвыпуск к 75-летию д.ф.-м.н. профессора гл.н.с. А.А. Потапова // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2026. Т. 29. № 1. 118 с. (*в печати*).

6. Потапов А.А. Статистический подход к описанию изображений текстур земной поверхности в оптическом и радиодиапазоне // Тез. докл. Всес. конф. "Математические методы распознавания образов (ММРО-IV)" (Рига, 24 - 26 октября 1989 г.). Рига: Изд. МИПКРРиС, 1989. Ч. 4. С. 150-151.

7. Потапов А.А. Применение модулированных ММВ для формирования и идентификации изображений // Радиотехника. 1989. № 12. С. 61-64.

8. Потапов А.А., Галкина Т. В., Орлова Т. И., Хлявич Я. Л. Дисперсионный метод обнаружения детерминированных объектов на текстурных оптических и радиолокационных изображениях земной поверхности // Радиотехника и электроника. 1990. Т. 35. № 11. С. 2295-2301.

9. Потапов А.А. Дифракция модулированных волн на хаотической поверхности с крупномасштабными неровностями // Тез. докл. X Юбилейного Всес. симпозиума по дифракции и распространению волн “Волны и дифракция - 90” (Винница, 18 -21.09.1990 г.). М.: Изд-во Физического общества СССР, 1990. Т. 2. С. 183-186.

10. Опаленов Ю.В., Потапов А.А., Федюнин С.Ю. Радиофизический измерительный комплекс со сложным ФМ сигналом в диапазоне миллиметровых волн // Радиотехника. 1991. № 11. С. 67-70; Opalenov Yu.V., Potapov A.A., & Fedyunin S.Yu. A radiophysical measurement system with a complex PSK signal in the millimeter wave band. Telecommunications and Radio Engineering. 1991. V. 46(12). P. 70-73.

11. Галкина Т.В., Орлова Т.И., Потапов А.А., Хлявич Я.Л. Машинный метод обнаружения искажений текстурных картин // Тез. докл. I Всес. конф. "Физика и конверсия" (Калининград, МО, 3.01 - 5.01.1991). М.: Изд-во Физического общества СССР, 1991. С. 97.

12. Потапов А.А., Колесников А.И. Корреляционные характеристики изображений земной поверхности // Радиотехника и электроника. 1993. Т. 38. № 7. С. 1270-1279.

13. Потапов А.А., Колесников А.И. Спектральные характеристики изображений земной поверхности // Радиотехника и электроника. 1993. Т. 38. № 10. С. 1851-1862.

14. Потапов А.А. Детерминированный хаос в радиолокационных изображениях земной поверхности и фрактальные сигнатуры распознавания // Тез. докл. LII Научной сессии, посв. Дню Радио (Москва, 21 - 22 мая 1997 г.). - М.: Изд. РНТО РЭС им. А.С. Попова, 1997. Т. 1. С. 169.

15. Потапов А.А., Соколов А.В., Чеканов Р.Н. Применение теории фракталов к изучению флуктуаций на ММВ // Тез. докл. LII Научной сессии, посв. Дню Радио (Москва, 21 - 22 мая 1997 г.). М.: РНТО РЭС им. А.С. Попова, 1997. Т. 1. С. 167 - 168.

16. Потапов А.А., Герман В.А. Обнаружение искусственных объектов с помощью фрактальных сигнатур // Тез. докл. 3-й Всероссийской с участием стран СНГ конф. "Распознавание образов и анализ изображений: новые информационные технологии" (Нижний Новгород, 1 - 7 декабря 1997 г.). Н. Новгород: Изд. НИИ ПМК при ННГУ, 1997. Ч. 1. С. 213-217.

17. Potapov A.A., German V.A. Detection of Artificial Objects with Fractal Signatures // Pattern Recognition and Image Analysis. 1998. V. 8. № 2. P. 226-229.

18. Potapov A.A., German V.A. Fractal Method of Detection of Weak Signals from Complex Images // Book of abstracts Second Int. Conf. "Modern Trends in Computational Physics" (Russia, Dubna, July 24 - 29, 2000). Dubna: JINR, 2000. P. 132.

19. Potapov A.A., German V.A. Fractals, Fractal Target Selection and Fractal Antennas // Proc. 1st Int. Workshop on Mathematical Modeling of Physical Processes in Inhomogeneous Media (Mexico, Guanajuato, Gto., March 20 - 22, 2001). Guanajuato, 2001. P. 44-46.

20. Потапов А.А. Перспективные информационные технологии бортовых и наземных радиосистем на основе фракталов, текстурных мер и динамических систем // Тез. докл. третьей НТК "Перспективы использования новых технологий и научно-технических решений в изделиях ракетно-космической техники разработки ГКНПЦ им. М.В. Хруничева" (Москва, 16 - 18 декабря 2003 г.). М.: ИПУ РАН, 2003. С. 272-275.

21. Гуляев Ю.В., Никитов С.А., Потапов А.А., Матвеев Е.Н. Фракталы в фотонных и магнонных кристаллах // Тр. XII-й Междунар. конф. по спиновой электронике и гировекторной электродинамике (Фирсановка МО, 19 - 21 декабря 2003 г.). М.: Изд-во МЭИ (ТУ). 2003. С. 7-42.

22. Потапов А.А. Фракталы и динамический хаос в современных проблемах дистанционного зондирования // Сб. докл. Второй Всерос. науч. конф. “Дистанционное зондирование земных покровов и атмосферы аэрокосмическими средствами” (Санкт – Петербург, 16 – 18 июня 2004 г.). СПб.: Изд. РГГМУ, 2004. Т. 3. С. 51-56.

23. Потапов А.А. Фрактальные методы передачи информации // Тез. докл. III Всерос. конф. "Необратимые процессы в природе и технике" (Москва, 24 – 26 января 2005 г.). М.: Изд. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2005. С. 252-253.

24. Потапов А.А. Методы построения фрактальных сигналов и фрактальные методы передачи информации // Материалы 5-й Междунар. науч. конф. “Хаос и структуры в нелинейных системах. Теория и эксперимент” (Казахстан, Астана, 15 – 17 июня 2006 г.). Астана: Изд. ЕНУ им. Л.Н. Гумилева, 2006. Часть II. С. 277-280.

25. Potapov A.A. New Information Radiophysical Technologies Fractal in Radiolocation: Fractal and Synergetic // Proc. of 28th ESA Antenna Workshop on pace Antenna Systems and Technologies (Noordwijk, The Netherlands, 31 May – 03 June 2005). Noordwijk: ESTEC, 2005. Pt. 2. P. 1047-1050.

26. Потапов А.А. Об эффективности применения скейлинговых инвариантов и теории дробной меры в современных радиотехнических и радиофизических задачах // Материалы Междунар. науч. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн – ИРЭМВ-2005», посв. 110-й годовщине Дня радио (Таганрог, 20 – 25 июня 2005 г.). Таганрог: Изд. ТГРТУ, 2005. С. 20-23.

27. Гуляев Ю.В., Никитов С.А., Потапов А.А., Реутов А.П. Проектирование фрактальных элементов в радиоэлектронных системах // Тр. Четвертого междунар. междисциплинарного симпозиума "Фракталы и прикладная синергетика - ФИПС-05" (Москва, 14 - 17 ноября 2005 г.). М.: Изд. Интерконтакт – Наука, ИМЕТ РАН. 2005. С. 70-71.

28. Потапов А.А., Герман В.А., Потапов В.А. Фрактальные антенны, фрактальные обнаружители слабых сигналов и фрактальные частотно – избирательные структуры, как основа новых радиоэлектронных систем и устройств // Тез. докл. Московской конф. "Фундаментальные и прикладные проблемы современной физики" в рамках Российского Научного Форума “Демидовские чтения” (Москва, 25 – 28 февраля 2006 г.). М.: Физический институт им. П.Н. Лебедева РАН. 2006. С. 132-133.

29. Potapov A.A. Modern Classes of Fractal Antennas and Fractal Frequency Selective Surfaces and Volumes // Abstracts Int. Seminar “Days on Diffraction - 2006” (Russia, St. Petersburg, 30 May – 2 June 2006). St. Petersburg: SPbU, 2006. P. 84-85.

30. Потапов А.А. Фрактальные модели и методы в задачах нелинейной физики // Тез. докл. Междунар. конгресса “Нелинейный динамический анализ - 2007”, посвященный 150-летию со дня рождения академика А.М. Ляпунова (Санкт – Петербург, 4 – 8 июня 2007 г.). СПб.: Изд-во СПГУ, 2007. С. 301.

31. Потапов А.А. Дробные и целые топологические размерности как основные составляющие в топологии выборки многомерных сигналов и их обработке // Тез. докл. Междунар. конф. “Дифференциальные уравнения и топология”, посв. 100-летию со дня рождения академика Л.С. Понтрягина (Москва,17 - 22 июня 2008 г.). М.: Математический институт им. В.А. Стеклова РАН и МГУ им. М.В. Ломоносова (Издательский отдел факультета ВМиК МГУ им. М.В. Ломоносова; МАКС Пресс), 2008. С.478-479.

32. Потапов А.А. Фракталы и дробные операторы в радиотехнике, радиолокации и обработке многомерных сигналов // Тез. докл. Междунар. НТК к 100 - летию со дня рождения В.А. Котельникова (Москва, 21 – 23 октября 2008 г.). М.: Издательский дом МЭИ, 2008. С. 29-33.

33. Potapov A.A. Textures, fractal, scaling effects and fractional operators as a basis of new methods for data processing and fractal radio systems design // Proc. SPIE. 2009. V. 7374. P.73740E-1 - 73740E-14. 14 pp. DOI: 10.1117/12.829032.

34. Potapov A.A. Can We Build an Adaptive Fractal Radio System? // Proc. PIERS 2009 in Moscow “Progress in Electromagnetics Research Symp.” (18 - 21 August, 2009, Moscow, Russia). Cambridge, MA: Electromagnetics Academy, 2009. P. 1798-1802.

35. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. М.: Логос, 2002. 664 с.; Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Университетская книга, 2005. 848 с.

36. Потапов А.А. Радиофизические эффекты при взаимодействии электромагнитного излучения миллиметрового диапазона волн с окружающей средой. Части 1–7 // Зарубежная радиоэлектроника. 1992. № 8. С. 36 - 76; № 9. С. 4 - 28; № 11. С. 23 - 48; 1993. № 3. С. 36-48; № 7-9. С. 32-49; 1994. № 7/8. С.11-30; 1995. № 1. С. 27-36 и Потапов А.А. Стохастичность и фрактальность флуктуационной структуры электромагнитных волн СВЧ-, КВЧ- и ГВЧ-диапазонов, распространяющихся в тропосфере, метеорологических образованиях, пылевых бурях и взрывах // Нелинейный мир. 2008. Т. 6. № 2. С. 69-109. (*Журн. вариант монографии*).

37. Фриш У. Турбулентность. Наследие А.Н. Колмогорова. М.: ФАЗИС, 1998. 346 с.

38. Потапов А.А. О фрактальных флуктуациях СВЧ - радиоволн в поглощающей среде и об отрицательной фрактальной размерности // Обозрение прикладной и промышленной математики. 2008. Т. 15, № 6. С. 1123-1124.

39. Потапов А.А. Динамические фрактальные модели распространения и рассеяния волн случайно-неоднородными средами // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. 2008. № 4 (52). С. 11-17.

40. German V.A., Potapov A.A., Sykhonin E.V. Fractal Characteristics of Radio Thermal Radiation of a Different Layer of Atmosphere in a Range of Millimeter Waves // Proc. PIERS 2009 in Moscow “Progress in Electromagnetics Research Symp.” (18 - 21 August, 2009, Moscow, Russia). Cambridge, MA: Electromagnetics Academy, 2009. P. 1813-1817.

41. Потапов А.А. Многократное рассеяние волн на фрактальном ансамбле частиц и в больших неупорядоченных фрактальных системах // В кн.: «Турбулентность, динамика атмосферы и климата» / Под ред. Г.С. Голицына и др. М.: Физматкнига, 2018. С. 564-573.

42. Потапов А.А. Волны в неупорядоченных больших фрактальных системах: радиолокация, наносистемы, кластеры беспилотных летательных аппаратов и малоразмерных космических аппаратов // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63. № 9. С. 915-934.

43. Потапов А.А., Герман В.А. Эффекты детерминированного хаоса и странный аттрактор при радиолокации динамической системы типа растительного покрова // Письма в ЖТФ. 2002. Т. 28. № 14. С. 19-25.

44. Реутов А.П., Потапов А.А., Герман В.А. Странные аттракторы и фракталы как основа новой динамической модели радиолокационных сигналов, рассеянных растительным покровом // Нелинейный мир. 2003. Т. 1. № 1-2. С. 12-27.

45. Потапов А.А., Лактюнькин А.В. Теория рассеяния волн фрактальной анизотропной поверхностью // Нелинейный мир. 2008. Т. 6. № 1. С. 3-36.

46. Потапов А.А., Лактюнькин А.В. Частотная функция когерентности пространственно-временного радиолокационного канала формирования изображений анизотропной фрактальной поверхности и фрактальных объектов // Радиотехника и электроника. 2015. Т. 60. № 9. С. 906-913.

47. Potapov Alexander A. On the Indicatrixes of Waves Scattering from the Random Fractal Anisotropic Surface. Глава 9 в книге: Fractal Analysis - Applications in Physics, Engineering and Technology / Ed. Fernando Brambila. Rijeka: InTech, 2017. P. 187-248.

48. Pan Danping, Feng Tianhua, Zhang Wei, and Potapov Alexander A. Unidirectional light scattering by electric dipoles induced in plasmonic nanoparticles // Opt. Lett. 2019. V. 44. No. 11. P. 2943-2946.

49. Pan Danping, Wan Lei, Potapov Alexander A., and Feng Tianhua. Performing Spatial Differentiation and Edge Detection with Dielectric metasurfaces // QELS_Fundamental Science “OSA Technical Digest Conf. on Lasers and Electro-Optics (CLEO) (San Jose, California, USA, 10-15 May 2020)”. Washington: Optical Society of America, 2020. Paper FW4B.2.pdf. 2 pp. (From the session “Inverse Design and Computation (FW4B)”).

50. Wan Lei, Pan Danping, Yang Shuaifeng, Zhang Wei, Potapov Alexander A., Wu Xia, Liu Weiping, Feng Tianhua, and Li Zhaohui. Optical analog computing of spatial differentiation and edge detection with dielectric metasurfaces // Optics Letters. 2020. V. 45. No. 7. P. 2070-2073.

51. Tianhua Feng, Shuaifeng Yang, Ning Lai, Weilian Chen, Danping Pan, Wei Zhang, Potapov Alexander A., Zixian Liang, and Yi Xu. Manipulating light scattering by nanoparticles with magnetoelectric coupling // Phys. Rev. B. 2020. V. 102. Article No. 205428. 7 pp.

52. Feng Tianhua, Potapov Alexander A., Liang Zixian, and Xu Yi. Huygens Metasurfaces Based on Congener Dipole Excitations // Physical Review Applied. 2020. V. 13. Article No. 021002. 6 pp.

53. Wan Lei, Pan Danping, Ouyang Min, Zhang Wei, Potapov Alexander A., Liu Weiping, Liang Zixian, Feng Tianhua, Li Zhaohui. Laplace metasurfaces for optical analog computing based on quasi-bound states in the continuum // Photonics Research. 2021. V. 9. No. 9. P. 1758-1766.

54. Wan Lei, Pan Danping, Feng Tianhua, Liu Weiping, Potapov A.A. A review of dielectric optical metasurfaces for spatial differentiation and edge detection // Frontiers of Optoelectronics. 2021. V. 14. No. 2. P. 187-200.

55. Shuaifeng Yang, Lei Wan, Fugen Wang, Alexander A. Potapov, and Tianhua Feng. Strong optomechanical coupling in chain-like waveguides of silicon nanoparticles with quasi-bound states in the continuum // Opt. Lett. 2021. V. 46. No 18. P. 4466-4469.

56. Wang Fugen, Yuan Jin, Yang Shuaifeng, Potapov Alexander A., Zhang Xin, Liang Zixian, and Feng Tianhua. Compact ring resonators of silicon nanorods for strong optomechanical interaction // Nanoscale. 2023. V. 15. No. 10. P. 4982-4990.

57. Potapov Alexander A., Wu Hao, Xiong Shan. Fractality of Wave Fields and Processes in Radar and Control. Guangzhou: South China University of Technology Press, 2020. 280 pp.

58. Подосенов С.А., Потапов А.А., Соколов А.А. Импульсная электродинамика широкополосных радиосистем и поля связанных структур / Под ред. А.А. Потапова. М.: Радиотехника, 2003. 720 с.

59. Подосенов С.А., Потапов А.А., Фоукзон Дж., Менькова Е.Р. Неголономные, фрактальные и связанные структуры в релятивистских сплошных средах, электродинамике, квантовой механике и космологии: В 3-х тт. / Под ред. А.А. Потапова. М.: ЛЕНАНД, URSS, 2016. Т. 1. 432 с. Т. 2. 440 с. Т.3. 256 с. (*Итого*: 1128 с.).

60. Потапов А.А., Менькова Е.Р. О направленном излучении сверхкоротких электромагнитных импульсов и фрактальной геометрии пространства – времени // РЭНСИТ. 2023. Т. 15. № 4. С.341-354.

61. Подосенов С.А., Соколов А.А. Излучение и измерение импульсных электромагнитных полей. М., Спутник+, 2000. 249 с.

62. Potapov A.A., Podosenov S.A., Foukzon J., and Men'kova E.R. New Method for Calculating Pulsed Electromagnetic Fields from Traveling Current Waves in Complex Wire Structures // Physics of Wave Phenomena. 2011. V.19. No. 2. P. 112-123.

63. Подосенов С.А., Потапов А.А. О фрактальной геометрии пространства-времени детерминированных структур // Тез. докл. I науч.-техн. конф. "Радиооптические технологии в приборостроении" (Сочи, 9-12.09.2003). М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003. С. 62-63.

64. Подосенов С.А., Потапов А.А. Фрактальная геометрия пространства-времени детерминированных структур // Тр. Междунар. Междисциплинарного симпозиума "Фракталы и прикладная синергетика – ФИПС-03" (Москва, 17-20.11.2003). М.: Изд-во МГОУ, 2003. С. 250-253.

65. Родичев В.И. Теория тяготения в ортогональном репере. М.: Наука, 1974. 184 с.

66. Власов А.А. Статистические функции распределения. М.: Наука, 1966. 356 с.

67. Podosenov S.A., Foukzon J., and Potapov A.A. A Study of the Motion of a Relativistic Continuous Medium // Gravitation and Cosmology. 2010. V. 16. No 4. P. 307-312.

68. Podosenov S.A., Foukzon J., Potapov A.A., and Men'kova E.R. Electrodynamics in Noninertial Reference Frames // Journal of Applied Mathematics and Physics. 2016. V. 4. No 4. P. 806-843.

69. Подосенов С.А., Потапов А.А., Фоукзон Дж., Менькова Е.Р. Метрика и уравнения структуры в релятивистских сплошных средах // РЭНСИТ. 2019. Т. 11. № 2. С. 113-124.

70. Foukzon J., Men'kova E., and Potapov A. The Solution Cosmological Constant Problem // Journal of Modern Physics. 2019. V. 10. P. 729-794.

71. Foukzon J., Men'kova E.R., Potapov A.A., and Podosenov S.A. Quantum Field Theory in Fractal Space-Time with Negative Hausdorff-Colombeau Dimensions. The Solution Cosmological Constant Problem // https://arxiv.org/abs/1004.0451. 2019. 171 pp.

72. Foukzon J., Men'kova E.R., Potapov A.A. The Solution Cosmological Constant Problem. Quantum Field Theory in Fractal Space-Time with Negative Hausdorff-Colombeau Dimensions and Dark Matter Nature // Journal of Physics: Conf. Ser. 2019. V. 1391. Paper ID 012058. 24 pp.

73. Foukzon J., Men'kova E.R., Potapov A.A. Singular general relativity using the Colombeau approach. I. Distributional Schwarzschild geometry from nonsmooth regularization via horizon // Physics Essays (University of Toronto, Canada). 2020. V. 33. No 2. P. 180-199.

74. Doohwan Lee, Yasunori Yagi, and Hiroyuki Shiba. Multishape Radio: New Approach to Utilizing the Physical Properties of Electromagnetic Waves // IEICE Communications Express (Japan). 2022. V. 11. No. 9. P. 571-576.

75. Potapov Alexander A. Author's Approaches to Fractal Engineering and the Philosophy of Fractal Engineering: Fractal Radio Systems and International Priorities in the Study of Fractal Applications in Radio Electronics // Proc. IEEE Conf. Antenna Measurements & Applications (IEEE CAMA) (China, Guangzhou, 14-17 December 2022). 6 p. DOI: 10.1109/CAMA56352.2022.10002640.

76. Потапов А.А. Волны, орбитальный угловой момент, связанные состояния в континууме, фракталы и метаповерхности: многопрофильное радио // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 8. С. 961-1008.

77. Potapov Alexander A. Waves, Orbital Angular Momentum, Bound States in the Continuum, Fractals and Metasurfaces: Multi-Profile Radio // RENSIT. 2024. V. 16. No. 8. P. 961-1008e.

78. Потапов А.А. Фракталы, метаповерхности, системы РСА и MIMO: перспективы развития и стратегия технологий // Сб. тр. XXX Междунар. НТК "Радиолокация, навигация, связь" (Воронеж, 16 – 18 апреля 2024 г.): В 5 тт. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн "Созвездие"». Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2024. Т. 1. С. 19-47. ISBN 978-5-9273-3965-5 (т. 1). (*Пленарный доклад*).

79. Потапов А.А. Многопрофильное радио: новый подход к использованию физических свойств электромагнитных волн и универсальности топологии фрактальных множеств // Материалы IX Всерос. НТК «Актуальные проблемы современной науки и производства» (Рязань, 27 - 29 ноября 2024 г). Рязань: РГРТУ, 2024. С. 3-18.

80. Potapov Alexander A. Multi-Profile Radio, Fractal Engineering, Artificial Intelligence and Smart Radio Environments: A New Approach Based on the Topology of Fractal Sets and Intelligent Meta surfaces // Evolutions in Mechanical Engineering. 2025. V. 5. No. 5. EME.000623. 8 pp.

81. Потапов А.А. Перспективы развития сквозных технологий на основе топологических фрактально-скейлинговых методов и реконфигурируемых интеллектуальных метаповерхностей для РСА, систем MIMO и «умной» радиосреды // Материалы 34-ой Междунар. НТК “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" - КрыМиКо’2024” (Севастополь, Крым, Россия, 8 - 14 сентября 2024 г.). Севастополь: СевГУ, 2024. Вып. 6. С. 222-223.

82. Потапов А.А. Вихревые электромагнитные волны с орбитальным угловым моментом и оптические скирмионы в контексте авторской парадигмы «Многопрофильное радио» // Сб. тр. VIII междунар. науч.-техн. форума “Современные технологии в науке и образовании - СТНО-2025” (Рязань, 04 - 06 марта 2025 г.): В 10-и тт. / Под общ. ред. О.В. Миловзорова. Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2025. Т. 1. С. 6-30.

83. Потапов А.А. Авторская парадигма «Многопрофильное радио»: разнообразие интерпретаций // Сб. тр. XXXI Междунар. НТК “Радиолокация, навигация, связь” (Воронеж, 15 – 17 апреля 2025 г.): В 6 тт. / ВГУ; АО «Концерн “Созвездие”». Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2025. Т. 1. С. 12-58. (*Пленарный доклад*).

84. Potapov A.A. О некоторых выводах из наших работ (2025 г.) по фрактальной тематике в области радиосистем, устройств, датчиков, метаповерхностей, реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей, «умной» радиосреды и математики дробных операторов // Сб. материалов X Всерос. НТК «Актуальные проблемы современной науки и производства», посв. 100-летию со дня рождения Заслуженного деятеля науки и техники РФ В.П. Миловзорова (Рязань, 25 - 28 ноября 2025 г): В 2 тт. Т. 1 / Под общ. ред. О.В. Миловзорова. Рязань: РГРТУ, 2025. С. 3-14.

85. Потапов А.А. Фрактальный инжиниринг и его влияние на прорывные информационные технологии // Сб. тез. пленарных докл. II Всерос. форума с международным участием “Академические Жуковские чтения” (г. Воронеж, 23 - 25 ноября 2022 г.). Воронеж: ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», 2022. С. 16-18. (Пленарный доклад).

86. Потапов А.А. Топологическая текстурно-фрактальная обработка информации и вычислительные метаповерхности в сквозных технологиях // Программа III Всерос. форума с международным участием “Академические Жуковские чтения” (г. Воронеж, 22 - 24 ноября 2023 г.). Воронеж: ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», 2023. С. 109. (*Пленарный доклад*).

87. Потапов А.А. Парадигма «Многопрофильное радио»: Новый подход к использованию физических свойств электромагнитных волн и универсальности топологии фрактальных множеств // Программа V Всерос. форума с международным участием “Академические Жуковские чтения” (г. Воронеж, 19 - 21 ноября 2025 г.). Воронеж: ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», 2025. С. 142. (*Пленарный доклад*).

88. Potapov Alexander A., Beybalaev Vetlugin D., and Aliverdiev Abutrab A. Numerical Methods for Solving the Cauchy Problem for Ordinary Differential Equations with Fractional Derivatives. Chapter 6. - In: Advances in Mathematics Research. V. 33 / Ed.: *Albert R. Baswell*. - New York: Nova Science Publ., 2023. P. 225-273. https://novapublishers.com/shop/advances-in-mathematics-research-volume-33/

89. Potapov Alexander A., Beybalaev Vetlugin D. and Aliverdiev Abutrab A. On a boundary value problem for a nonlinear differential equation with a Riemann-Liouville fractional derivative of variable order and nonlocal boundary conditions // ERA: Electronic Research Archive. 2025. V. 33. No. 9. P. 5829-5844. DOI: 10.3934/era.2025259. (*The American Institute of Mathematical Sciences and the American Mathematical Society*, Q1).

90. Potapov Alexander A. Author's Conception of Fractal Elements, Detector, Sensors, Fractal Radio Devices (Fractal Metasurfaces, Fractal Reconfigurable Intelligent Surfaces), and Fractal Radio Systems // Program PIERS 2025 in Abu Dhabi “PhotonIcs & Electromagnetics Research Symposium also known as Progress in Electromagnetics Research Symp.” (May 4 – 8, 2025, Abu Dhabi, United Arab Emirates). Cambridge, MA: Electromagnetics Academy, 2025. https://abdb2025.piers.org/preview.html?pid=241126051305.

91. Chen Jian, Forbes Andrew, and Qiu Cheng-Wei. More than just a name? From magnetic to optical skyrmions and the topology of light // Light: Science & Applications. 2025. V. 14. No. 28. 4 pp.

92. Jiang Wei, Han Bin, Habibi Mohammad Asif, Schotten Hans Dieter. The Road Towards 6G: A Comprehensive Survey // IEEE Open Journal of the Communications Society. 2021. V. 2. P. 334-366.

93. Потапов А.А. Глава 1 // Отчет о НИР «Эфир-3». М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2025.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 27.47.19

ОПТИМИЗАЦИЯ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ФРАГМЕНТОВ ДЛЯ УСТОЙЧИВОГО ОБУЧЕНИЯ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В УСЛОВИЯХ ОГРАНИЧЕННЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ РЕСУРСОВ

Ж.Ж. Асан
Казахский Национальный университет им. аль-Фараби
Казахстан, Алматы, zh.assanova98@gmail.com

Аннотация. В данной работе исследуется влияние геометрии фрагментов радарных при формировании обучающих выборок для обучения нейронных сетей. Разработан алгоритм автоматического разделения пространственно-амплитудных фрагментов, основанный на преобразовании физических координат целевых объектов в дискретные индексы радиолокационного буфера. Исходные данные представлены в виде двумерных массивов амплитуд отраженного сигнала в системе координат «азимут-расстояние». Проведен сравнительный экспериментальный анализ фрагментов, полученных с использованием окон различной геометрии, таких как 32×5, 63×3, 96×7, 128×7. Показано, что слишком малые окна приводят к искажению формы сигнала, а слишком большие окна увеличивают долю фоновых флуктуаций. Установлено, что окно, размер которого соответствует ширине диаграммы направленности и длительности зондирующего импульса, обеспечивает оптимальный баланс сходимости и информативности, формируя стабильные фрагменты, пригодные для обучения нейронных сетей.
Ключевые слова: корреляционный анализ, радарные системы, библиотека целей, нейронные сети.

OPTIMIZATION OF RADAR FRAGMENT FORMATION FOR STABLE TRAINING OF NEURAL NETWORKS UNDER CONDITIONS OF LIMITED COMPUTATIONAL RESOURCES

Zh.ZH. Assan
Al Farabi Kazakh National University
Almaty, Kazakhstan, zh.assanova98@gmail.com

Abstract. In this paper, we investigate the influence of radar data fragment geometry on the shape and stability of amplitude profiles when forming training samples for machine learning and neural network problems. An algorithm for automatic separation of spatial-amplitude fragments has been developed. This algorithm is based on the transformation of the physical coordinates of target objects into discrete indices of a radar buffer and refinement of the local amplitude maximum. The initial data are presented as two-dimensional arrays of reflected signal amplitudes in the azimuth-distance coordinate system. A comparative experimental analysis of fragments obtained using windows of different geometries, such as 32×5, 63×3, 96×7, and 128×7, is carried out. The quality of the fragments was assessed based on the preservation of the signal shape, the correspondence of the amplitude profiles by distance, and the level of background components. It is shown that windows that are too small lead to distortion of the signal shape, while windows that are too large increase the proportion of background fluctuations. It was found that a window of size 63×3 provides an optimal balance of convergence and information content, forming stable fragments suitable for training neural networks.
Keywords: correlation analysis, radar systems, target library, neural networks.

Введение

Радиолокационные системы традиционно используются для обнаружения и мониторинга летающих объектов и являются ключевым элементом систем наблюдения за воздушным пространством. Они обеспечивают возможность работы круглосуточно в любых погодных условиях. Эффективность обнаружения воздушных объектов в условиях неоднородного фона напрямую зависит от стабильности методов обработки радиолокационного сигнала, что доказано исследованиями в области бортовых радиолокационных систем и адаптивной обработки сигналов [1]. В последние годы актуальность этого вопроса значительно возросла в связи с быстрым развитием технологий обнаружения беспилотных летательных аппаратов,

поскольку такие объекты имеют сложные микродоплеровские характеристики, что значительно осложняет их радиолокационное обнаружение и идентификацию [2]. Дополнительные трудности возникают при обнаружении групп объектов, поскольку они характеризуются высокой пространственной плотностью и динамической изменчивостью радиолокационных характеристик, включая статистические свойства эффективной поверхности рассеяния [3]. Традиционная обработка радиолокационных сигналов включает предварительную фильтрацию, подавление шума и помех, а также извлечение полезного эхо-сигнала из измеренных данных [4].

Адаптивные методы, основанные на анализе локальных амплитудных характеристик и пространственного представления радиолокационных данных, широко используются для повышения точности обнаружения и локализации целей [5, 6].

В последние годы машинное обучение и нейронные сети широко используются в анализе радиолокационных данных. Эти подходы продемонстрировали высокую эффективность в сложных задачах, таких как обнаружение летающих целей, оценка их параметров и извлечение характерных признаков. В частности, была продемонстрирована возможность обнаружения малогабаритных беспилотных летательных аппаратов и извлечения их микродоплеровских сигнатур путем анализа радиолокационных отраженных сигналов [7]. Известно, что эффективность моделей нейронных сетей зависит не только от структуры используемого алгоритма, но и, прежде всего, от структурной стабильности и информативности входных данных. В радиолокационных системах качество входных признаков определяется формой амплитуды сигнала, характеризующего цель, ее геометрическими размерами и отношением входных признаков к фоновым компонентам. Если фрагменты сигнала, соответствующие одной и той же цели, претерпевают значительные изменения формы, или вклад фоновых компонентов нестабилен, это может привести к снижению обобщающей способности моделей машинного обучения.

Методология

В качестве начальных данных выбраны радиолокационные буферы, представленные в виде двумерных массивов, характеризующих отраженные амплитуды целей. Данные организованы в системе координат «азимут-дальность», где каждый элемент массива представляет значение амплитуды отражения, соответствующее заданному азимуту и расстоянию.

Начальный радиолокационный буфер представлен матрицей:

$$A \in R^{\{M \times N\}}, \quad (1)$$

где M – число дискретных отсчетов по дальности, а N – число дискретных отсчетов по азимуту.

Для каждого буфера дополнительно задаётся набор целей, координаты которых известны в физических величинах: азимут φ_k и дальность R_k.

Преобразование физических координат в индексы

Преобразование физических координат цели в матричные индексы осуществляется с учётом шагов дискретизации по азимуту и дальности:

δ_φ – шаг дискретизации по азимуту,

δ_r – шаг дискретизации по дальности.

Предварительное местоположение k-цели в матрице определяется следующим образом:

$$n_k = \frac{\varphi_k}{\delta_\varphi}. \quad (2)$$

$$m_k = \frac{R_k}{\delta_r}, \tag{3}$$

где n_k и m_k – индексы дискретизации по азимуту и дальности соответственно.

Это преобразование позволяет связать координаты, заданные оператором или системой обнаружения, с местоположением цели в буфере радара.

Поиск локального максимума

Из-за дискретизации, шума и флуктуаций в отраженном сигнале предварительно рассчитанное местоположение цели может не совпадать с точкой, где находится фактический максимум амплитуды. В связи с этим локальный максимум амплитуды ищется вблизи точки (n_k, m_k).

Поиск выполняется в следующей ограниченной области:

$$L_k = \{(m,n)\big|\big|m - m_{k|} \le \Delta_m, |n - n_k| \le \Delta_n\}, \tag{4}$$

где Δ_m и Δ_nопределяют размеры области поиска по дальности и азимуту.

Местоположение фактического максимума определяется следующим образом:

$$m_k^{\backslash *}, n_k^{\backslash *} = \text{argmax}_{(m,n)\epsilon L_k} A(m,n). \tag{5}$$

Формирование пространственно-амплитудного фрагмента цели

После точного определения максимального местоположения формируется пространственно-амплитудный фрагмент, центрированный относительно точки $m_k^{\backslash *}, n_k^{\backslash *}$. Этот фрагмент представляет собой локальную область буфера радара и используется в дальнейшем анализе.

Геометрия фрагмента определяется следующими частичными размерами:

W_φ – по азимуту,

W_r – по дальности.

Область фрагмента:

$$\Omega_k = \{(m,n)||n - n_k^{\backslash *}\big| \le W_\varphi, \big|m - m_k^{\backslash *}\big| \le W_r\}. \tag{6}$$

Размер формируемого фрагмента:

$$(2W_r+1) \times (2W_\varphi+1). \tag{7}$$

Если область Ω_k выходит за пределы исходной границы буфера, индексы ограничиваются для корректного извлечения данных.

Для оценки качества сформированных фрагментов анализируются амплитудные профили. Амплитудным профилем понимается зависимость изменения амплитуды от азимута при фиксированном значении расстояния.

В ходе анализа оцениваются:

- взаимное соответствие профилей;
- доминирование основного максимума;
- уровень фоновых и вторичных компонентов;
- стабильность формы профиля при изменении размеров фрагментов.

Для изучения влияния размера фрагмента на форму и стабильность сигнала были рассмотрены фрагменты различной геометрии. Были проанализированы компактные и протяженные области, а также определено влияние недостаточного или избыточного покрытия сигнала.

Такой подход позволяет экспериментально выбирать геометрию фрагмента, подходящую для использования в задачах машинного обучения.

Формулированные пространственно-амплитудные фрагменты рассматриваются как потенциальные модели обучения для нейронных сетей. Качество таких моделей определяется стабильностью формы сигнала, согласованностью профилей амплитуды и соотношением полезного сигнала и фона.

Метод не направлен на прямую классификацию, а на предварительную подготовку и анализ данных для эффективного и корректного обучения моделей машинного обучения.

Экспериментальные исследования

В экспериментальной части исследования был проведен сравнительный анализ качества целей, полученных из одного и того же исходного буфера радара при использовании окон разного размера. Основная цель эксперимента – определить влияние геометрии окна на форму амплитудной характеристики целевого сигнала и оценить его пригодность для использования в качестве обучающей модели для систем машинного обучения. Во всех вариациях размера окна применялся один и тот же:

- радиолокационный буфер;
- алгоритм поиска локального максимума;
- координаты целей;

Для анализа использовались амплитудные профили, формируемые утилитой, где для каждой цели строятся графики амплитуды по азимуту для нескольких соседних дальностных строк (r^0, r^1, r^2).

В ходе исследования были выбраны четыре размерности окна, которые показаны в таблице 1.

Таблица 1. Размерности окна

№	Размер окна	Определение
1	32×5	Минимально допустимое окно (контрольный негативный пример)
2	63×3	Компактное окно, предполагаемый оптимум
3	96×7	Окно среднего размера
4	128×7	Расширенное окно

Данный выбор обусловлен ухудшением формы сигнала при слишком большом или слишком маленьком размере окна, а также возможностью выбора оптимального компромиса.

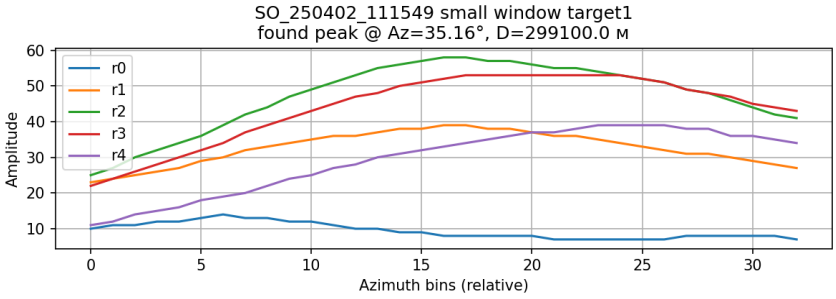


Рис. 1. Образ цели (2D-график, 32×5)

Анализ профилей амплитуды, полученных для окна размером 32×5, показан на рисунке 1. Наблюдается наличие основного максимума, но форма сигнала значительно обрезается на границах окна. Боковые части сигнала остаются за пределами анализируемого фрагмента.

Кроме того, наблюдается расхождение между профилями r0, r1, r2, r3, r4. Расположение максимумов различно, а значения амплитуды значительно отличаются, что указывает на нестабильность сигнала на расстоянии.

Эта ситуация означает, что заданный размер окна не охватывает полную пространственную структуру отраженного сигнала. Небольшое смещение центра окна приводит к значительному искажению формы цели.

С точки зрения машинного обучения, такие цели непригодны, поскольку нейронная сеть получает неполное и нестабильное изображение сигнала.

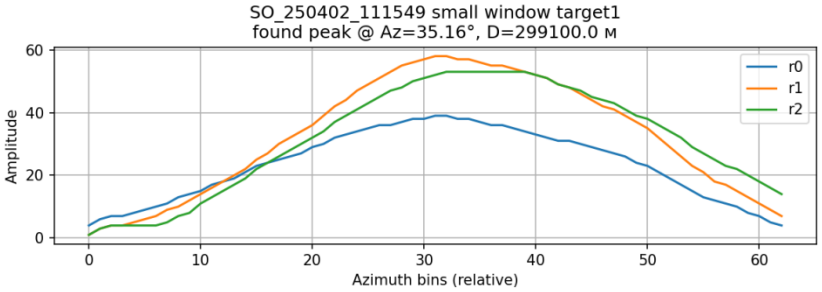


Рис. 2. Образ цели (2D-график, 63×3)

Наилучшие результаты, как показано на рисунке 2, были получены при использовании окна 63×3. Амплитудные профили r0, r1 и r2 демонстрируют высокую согласованность: максимумы расположены вблизи одних и тех же азимутальных координат, формы кривых очень похожи друг на друга, а разница между амплитудами невелика.

Основной максимум четко виден и доминирует над фоновыми значениями. Уровень шумовых флуктуаций низок, а вторичные локальные максимумы отсутствуют или очень слабы.

Форма сигнала сохраняется даже при повторной нарезке целевого сигнала и демонстрирует слабую чувствительность к небольшим изменениям координат. Это доказывает стабильность целевого сигнала и правильный выбор геометрии окна.

Таким образом, окно 63×3 обеспечивает оптимальный баланс между компактностью и информативностью, формируя стабильные модели для обучения нейронных сетей.

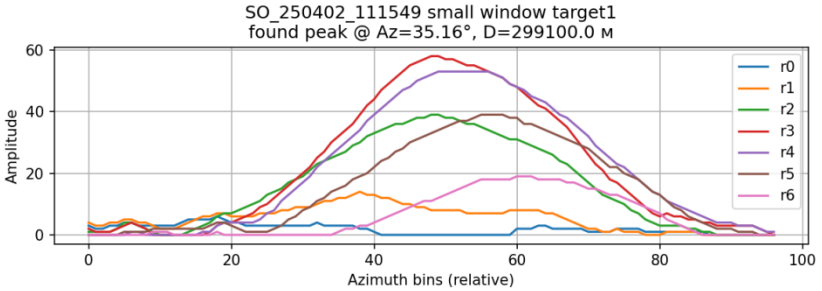


Рис. 3. Образ цели (2D-график, 96×7)

Как показано на рисунке 3, при увеличении размера окна до 96×7 общая форма целевого объекта сохраняется, но уровень фоновых флуктуаций возрастает. Амплитудные профили r0–r6 становятся более неоднородными, чем при окне 63×3.

На графиках появляются вторичные максимумы, амплитуда которых иногда сопоставима с боковыми частями основного максимума. Контраст между целевым объектом и фоном уменьшается, а соответствие профилей по расстоянию ухудшается.

Для машинного обучения это может привести к увеличению избыточных и бессмысленных признаков, что может повлечь за собой переобучение модели и снижение обобщающей способности.

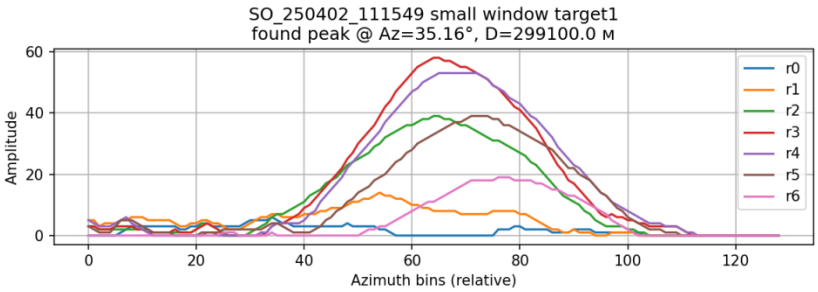


Рис. 4. Образ цели (2D-график, 128×7)

Негативные эффекты отчетливо видны при использовании расширенного окна размером 128×7. Хотя основной максимум сохраняется, его доминирование над фоном и вторичными компонентами значительно снижается.

Амплитудные профили, соответствующие различным траекториям расстояния, демонстрируют значительную изменчивость формы и уровня амплитуды. В некоторых профилях вклад фоновых компонентов сопоставим с уровнем полезного сигнала, что приводит к снижению контраста между сигналом и фоном.

В результате форма целевого сигнала теряет стабильность по расстоянию, а четкость информационных характеристик снижается. Использование таких окон может создавать избыточные и зашумленные обучающие выборки, что негативно сказывается на качестве обучения нейронных сетей.

Сравнительный анализ размеров окна показан в 2 таблице.

Таблица 2. Сравнение качества целевого изображения для разных размеров окон

Критерий	32×5	63×3	96×7	128×7
Сохранение формы сигнала	низкое	высокое	среднее	среднее
Согласованность r0–rN	низкое	высокое	среднее	среднее
Доминирование основного пика	низкое	высокое	среднее	низкое
Уровень фонового шума	низкое	низкое	среднее	среднее
Пригодность для ML	низкое	высокое	среднее	низкое

Результаты анализа показывают, что:

- слишком маленькие окна приводят к искажению сигнала и нестабильности формы;
- чрезмерно большие окна увеличивают уровень шума и снижают контраст;
- компактное окно среднего размера обеспечивает стабильность сигнала и информативность.

В результате анализа и сравнительной оценки профилей амплитуды было выбрано окно размером 63×3 в качестве оптимального для формирования библиотеки радиолокационных целей для обучения нейронных сетей.

Выводы

В ходе экспериментального исследования были проанализированы амплитудные профили для фрагментов различного размера. Полученные результаты показали, что геометрия фрагмента существенно влияет на сохранение формы сигнала, доминирование основного максимума, долю фоновых компонентов и соответствие профилей по расстоянию. В фраг-

ментах слишком малого размера форма сигнала не полностью фиксировалась, и наблюдалась нестабильность профилей, в то время как в фрагментах слишком большого размера увеличивалась доля фоновых и вторичных компонентов, а контраст между сигналом и фоном уменьшался.

В результате сравнительного анализа было установлено, что фрагмент размером 63×3 является оптимальным с точки зрения сохранения формы сигнала, высокой когерентности амплитудных профилей и явного доминирования основного максимума. Такая геометрия достаточно улавливает полезный сигнал, одновременно ограничивая влияние избыточной фоновой информации. Эта геометрия соответствует ширине диаграммы направленности антенны РЛС по азимуту и длительности зондирующего сигнала.

Полученные результаты могут быть использованы для создания библиотеки радиолокационных целей и для предварительного обучения данных для тренировки нейронных сетей. Предложенный подход послужит основой для повышения качества обучающих выборок и улучшения стабильности и обобщающей способности моделей машинного обучения.

Библиографический список

1. Li X., Xie W., Wang Y. Cyclic training sample selection and cancellation technique for airborne STAP radar under nonhomogeneous environment //Digital Signal Processing. – 2020. – Vol. 104. – pp. 102803.

2. Park J. H. et al. Detection and feature extraction of small UASs using adaptive hybrid CW radar with hybrid zoom FFT //Measurement. – 2025. – pp. 117555.

3. Liu M. et al. The mobility modeling and the probability density function of the radar cross section for large-scale unmanned aerial vehicle swarms //Computers and Electrical Engineering. – 2025. – Vol. 126. – pp. 110484.

5. Deng Y., Wang J. Cascaded suppression method based on joint iterative optimization for airborne passive radar //Digital Signal Processing. – 2020. – Vol. 100. – pp. 102686.

6. Zhang Y. et al. A coarse-to-fine detection and localization method for multiple human subjects under through-wall condition using a new telescopic SIMO UWB radar //Sensors and Actuators A: Physical. – 2021. – Vol. 332. – pp. 113064.

7. Zamani M., Sheikhi A. Adaptive detection for passive radars using the structure of interference covariance matrix //Signal Processing. – 2021. – Vol. 178. – pp. 107761.

УДК 621.37; ГРНТИ 47.61.01

НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА, ДОПОЛНЕННАЯ ЛАЗЕРНЫМ ИНФОРМАЦИОННЫМ КАНАЛОМ

Е.А. Жирков

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, jirckow.evgeny2013@yandex.ru

Аннотация. Данная работа посвящена автономной навигации маловысотного беспилотного летательного аппарата (БПЛА), основанной на монокулярной визуально-инерциальной одометрии в условиях отсутствия сигнала от радионавигационных спутниковых систем. В работе решена частная задача корректировки траектории летательного аппарата при полёте над неоднородной по высоте местностью. По результатам лётных испытаний над территорией с равнинным ландшафтом была оценена погрешность позиционирования без вспомогательного канала измерения расстояния от камеры до элементов местности. Приведены результаты апостериорной корректировки траектории летательного аппарата с учётом предлагаемой поправки на неоднородные по высоте участки местности. Результаты показали, что предлагаемая поправка даёт возможность уменьшить погрешность позиционирования БПЛА в 1,5…2 раза.

Ключевые слова: автономная навигация, визуальный одометр, беспилотный летательный аппарат, высотомер, вычислительный эксперимент.

WIRELESS COMMUNICATION CHANNELS MODELS

E.A. Zhirkov
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, jirckow.evgeny2013@yandex.ru

Abstract. This work is devoted to autonomous navigation of a low-altitude unmanned aerial vehicle (UAV) based on monocular visual-inertial odometry in the absence of a signal from radio navigation satellite systems. The paper solves a particular problem of correcting the trajectory of an aircraft when flying over terrain that is not uniform in height. Based on the results of flight tests over a territory with a flat landscape, the positioning error was estimated without a memory channel for measuring the distance from the camera to the terrain elements. The results of a posteriori correction of the trajectory of the aircraft are given, taking into account the proposed correction for terrain areas that are not uniform in height. The results showed that the proposed amendment makes it possible to reduce the UAV positioning error by 1.5...2 times.
Keywords: autonomous navigation, visual odometer, unmanned aerial vehicle, altimeter, computer simulation.

Введение

В настоящее время актуальна задача автономной навигации беспилотного летательного аппарата (БПЛА) при помощи визуально-инерциального одометра. Работоспособность монокулярного визуально-инерциального одометра обусловлена предположением о плоской Земле без учёта неровностей ландшафта. Однако это предположение порождает аномалию, заключающуюся в том, что при маловысотном полёте высота элементов местности (например, лесного массива) вносит ошибку в расчёты глубины наблюдаемой сцены. Это справедливо для случая, когда расстояние d, геометрически определяемое как расстояние от центра кадра до наблюдаемой сцены, квазиэквивалентно заменяется на высоту h полёта, полученную при помощи барометрического высотомера, ввиду невозможности измерить величину d непосредственно.

Высота h, отсчитывается от некоторого начального уровня h_0, соответствующего моменту взлёта летательного аппарата. Величина $\Delta h = h - d$ определяется как разность между высотой h относительно точки старта и измеренным расстоянием d от носителя до наблюдаемой сцены и приравнивается к «высоте» элементов местности. При этом расстояние d предлагается измерять иным способом – при помощи лазерного высотомера.

Структурная схема навигационной системы БПЛА

Место лазерного высотомера в архитектуре навигационной системы БПЛА удобно изобразить в виде структурной схемы, представленной на рисунке 1. Основными узлами являются полётный контроллер ПК и вычислительный модуль ВМ. В качестве внешних элементов навигационной системы используются камера технического зрения КТЗ, лазерный высотомер ЛВ и карта местности Карта, которая опционально загружается в постоянное запоминающее устройство ПЗУ ВМ. ПК содержит элементы: приёмник сигналов глобальной навигационной спутниковой системы ГНСС, модуль инерциальной навигационной подсистемы ИНС, обычно совмещённый с барометрическим высотомером БВ. ПК непосредственно корректирует полёт на основе вектора $\Delta\mathbf{r}$ текущего перемещения, сообщаемого ВМ. Сам же ВМ рассчитывает вектор $\Delta\mathbf{r}$ текущего перемещения на основе последнего известного положения (вектора текущей позиции) $\mathbf{r}$, получаемого от ПК, и показаний визуально-инерциального одометра ВО.

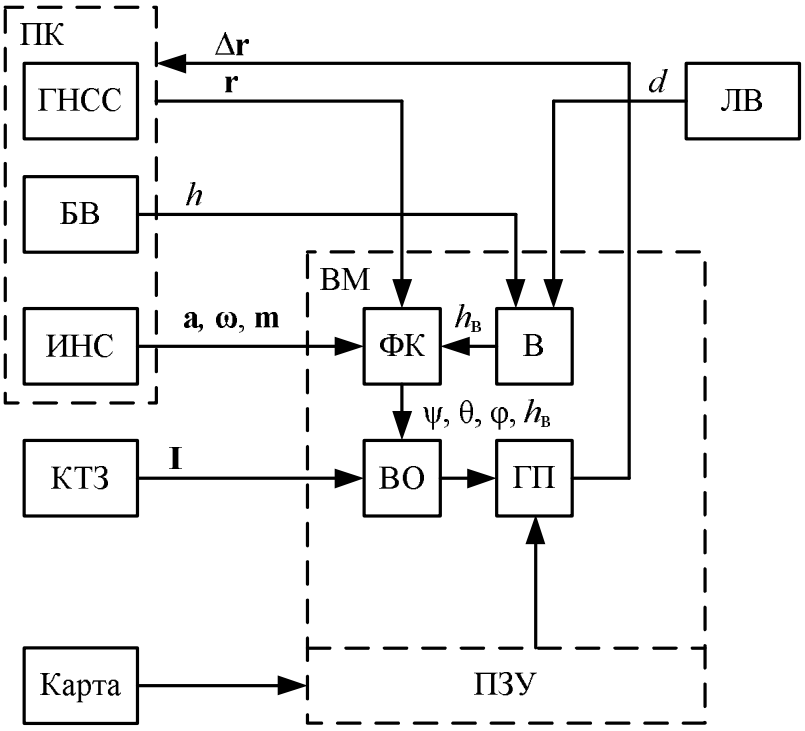


Рис. 1. Общая структурная схема навигационной системы БПЛА

ВМ выполняет функцию комплексирующего устройства, объединяющего показания различных датчиков БПЛА. Высотомер В собирает информацию от БВ и ЛВ и сообщает истинную высоту $h_в$ полёта (с учётом поправки на высоту элементов местности), которая поступает на вход оптимального фильтра ФК вместе с показаниями акселерометра **a**, гироскопа **ω** и магнитометра **m**. В задачу фильтра входит вычисление углов ориентации БПЛА – курса ψ, крена φ и тангажа θ, необходимых для работы визуального одометра [1].

Опционально может работать модуль геопривязки ГП, который на основе сравнения изображения, получаемого от КТЗ, и карты местности уточняет траекторию движения БПЛА посредством поиска одного и того же ориентира, имеющего известные координаты.

Метод работы высотомера

Работа высотомера В основана на оценивании разности $\Delta h = h - d$ между барометрической высотой h и расстоянием d от КТЗ до наблюдаемой сцены по выборке, ограниченной скользящим окном фиксированного размера M. Полёт над протяжёнными участками местности с различными средними высотами будет порождать кусочно-стационарный характер измерений величины $\Delta h = \Delta h(t)$ с течением времени t, причём каждый стационарный участок будет соответствовать полёту над каким-либо одним однородным по высоте участком местности. Тогда мы можем сформулировать правило $y(\Delta h|\theta)$, согласно которому принимается решение о наличии под БПЛА участка местности, отличного по высоте от предыдущего:

$$y(\Delta h|\theta) = \begin{cases} 1, t \geq \theta \\ 0, t < \theta, \end{cases} \quad (1)$$

где t – текущее время; θ – момент разладки [2] случайного процесса, наблюдаемого по измерениям Δh.

Введём две альтернативные гипотезы о характере наблюдаемой местности:

- H_0: разладка отсутствует, наблюдаемые участки местности однородны по высоте, $E[\Delta h]=0$;

- H_1: разладка произошла, наблюдается перепад высот различных участков местности, $E[\Delta h] \neq 0$.

Оптимальное правило остановки может быть сформировано на основе отношения правдоподобия:

$$L(\Delta h) = \frac{W(\Delta h|H_1)}{W(\Delta h|H_0)}, \quad (2)$$

где $W(\Delta h|H_i)$, i=0, 1 – условные функции плотности вероятности для соответствующих гипотез H_i.

Логарифм отношения правдоподобия для нормального распределения вероятностей сводится к виду [3]:

$$\lambda(\Delta h) = \frac{(E[\Delta h])^2}{2M\sigma_0^2} \lessgtr \lambda_{tr}, \quad (3)$$

где $E[\Delta h]$ понимается в значении выборочного среднего по выборке, ограниченной скользящим окном размера M; σ_0^2 – дисперсия процесса; M – объём выборки; λ_{tr} – пороговое значение, выбираемое, например, на основе критерия Неймана - Пирсона при фиксированной вероятности ложной тревоги, равной $10^{-4}…10^{-3}$ для лазерной локации [4].

Таким образом, задача алгоритма сводится к оценке момента θ разладки, характеризующего момент (скачкообразного) изменения среднего значения $E[\Delta h]$, иными словами, перепада высот, которой оценивается по выборке в скользящем окне размера M отсчётов. Структурная схема применения алгоритма представлена на рисунке 2.

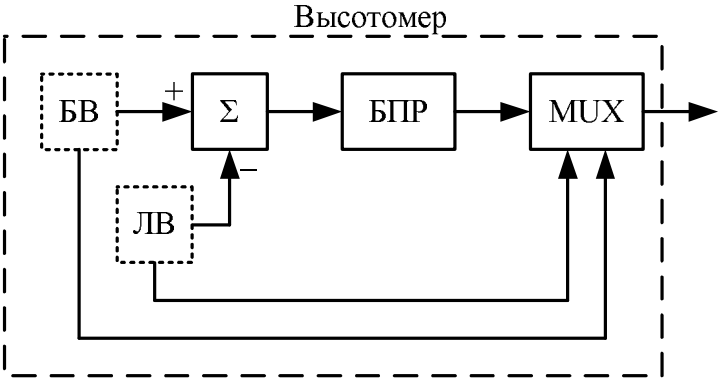


Рис. 2. Структурная схема высотомера

Здесь БВ сообщает барометрическую высоту h полёта БПЛА, а ЛВ – расстояние d до сцены, получаемую непосредственным измерением при помощи лазерного метода. Тогда интересуемая разница $\Delta h=h-d$ с выхода сумматора Σ поступает в блок принятия решений БПР, который формирует в соответствии с правилом (1) управляющий сигнал для мультиплексора MUX, тем самым переключая каналы измерения глубины наблюдаемой сцены. Сигнал ‘0’ бинарной логики соответствует тому, что разладка не обнаружена, и на выход MUX в этом случае транслируется состояние входа для БВ. В противном случае БПР формирует сигнал ‘1’ бинарной логики, чем переключает активный вход MUX на иной, предназначенный для ЛВ.

Вычислительный эксперимент

В данном разделе приведены результаты моделирования полёта БПЛА над неоднородной по высоте местностью. Условная местность представляет собой два участка, одни из которых расположен в среднем на одной высоте с точкой старта (около 0 м), другой находится в среднем выше точки старта на величину Δh (около 15 м), как показано на рисуноке 3.

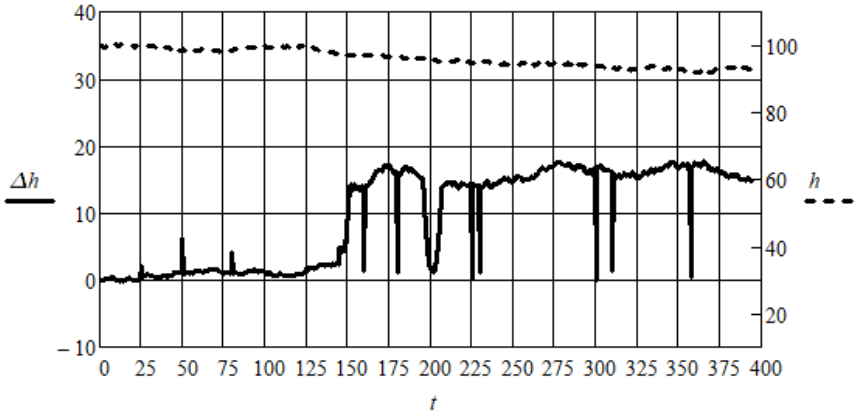


Рис. 3. Моделирование полёта над неоднородной по высоте местностью

На рисунке 3 траектория БПЛА представляет собой непрерывную кривую (штриховая линия), а разность Δh показана сплошной линией. Высота h полёта поддерживалась около 100 м и плавно снижалась до примерно 90 м. Длительность виртуального полёта составила 400 с. Период следования кадров визуального одометра – 0,5 с. Горизонтальная скорость перемещения БПЛА v=5 м/с. Длина анализируемой выборки M=10 отсчётов. Вероятность ложной тревоги фиксировалась на величине 0,001. Теоретическая оценка момента θ разладки, полученная методом максимального правдоподобия, составила θ=(150±1) с, что позволяет обнаружить границу неоднородного участка местности с линейным размером не менее 10 м. Подобным размерам соответствуют лесные массивы, здания, перепады рельефа.

Заключение

Представленная навигационная система беспилотного летательного аппарата, дополненная лазерным информационным каналом, позволяет компенсировать ошибку измерения расстояния до наблюдаемой сцены при полёте над неоднородной по высоте местностью. Позиционирование при использовании одного лишь барометрического высотомера даёт погрешность $\Delta h/h \approx 10…15\%$ при маловысотном полёте (около 100 м) над участком местности, отличном по высоте относительно точки старта на величину Δh (не более 20 м). Использование комплексного высотомера позволяет учесть неоднородную высоту Δh местности и снизить погрешность позиционирования до значений, соответствующих полёту над однородной по высоте местностью, т. е. единицы процента от протяжённости всего маршрута.

Библиографический список

1. Conte G., Doherty P. An integrated UAV navigation system based on aerial image matching. Proc. IEEE Aerospace Conference. 2008. P. 1–10

2. Ширяев А.Н. Вероятностно-статистические методы в теории принятия решений. 2-е изд., новое.— М.: МЦНМО, 2014.— 144 с.

3. Андреев В.Г., Жирков Е.А. Методы анализа световых отражений при лазерном зондировании атмосферы // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета.— № 2.— Выпуск 85.— Рязань: РГРТУ, 2023.— С.14—22.— (DOI:10.21667/1995-4565-2023-85-14-22).

4. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. В трёх книгах. Изд. 2-е, перераб. и дополнен. — М.: Сов. радио, 1975.— 392 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ОЦЕНКА ФАЗОВОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЧМ ДАЛЬНОМЕРА ПО СИГНАЛУ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ

К.Е. Рогов

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, kievrotv@gmail.com

Аннотация. В современных системах ближней частотной радиолокации, использующих сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), одной из ключевых проблем остаётся точное измерение расстояния когерентным способом. Целью настоящей работы является исследование методов оценки фазы сигнала разностной частоты с высокой точностью. Показано, что алгоритм оценки фазы, основанный на методе максимального правдоподобия, позволяет обеспечить оценку фазовой характеристики дальномера по любому экстремуму функции.

Ключевые слова: метод максимального правдоподобия, быстрое преобразование Фурье, оценка фазы, ЧМ дальномер, сигнал разностной частоты.

ESTIMATION OF THE PHASE CHARACTERISTIC OF AN FM RANGEFINDER FROM THE BEAT FREQUENCY SIGNAL

K.E. Rogov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, kievrotv@gmail.com

The summary. In modern short-range frequency-modulated continuous-wave (FMCW) radar systems, high-precision coherent distance measurement remains one of the key challenges. The objective of this paper is to investigate methods for estimating the phase of the beat frecuency signal with high accuracy. It is demonstrated that a maximum likelihood-based phase estimation algorithm allows for estimating the phase characteristic of the rangefinder using any extremum of the function.

Keywords: maximum likelihood method, fast Fourier transform, phase estimation, FMCW radar, beat frequency signal.

На практике часто приходится измерять малые и сверхмалые расстояния бесконтактными методами. В качестве примера можно указать на измерение уровня наполнения различных резервуаров, измерение параметров вибраций различных механизмов и сооружений. Такие задачи успешно решаются с помощью дальномеров с частотной модуляцией излучаемого сигнала (ЧМ дальномеров). Известно, что сигнал с выхода смесителя дальномера (сигнал разностной частоты - СРЧ) можно представить в виде [1-3]:

$$y(t) = \mathrm{S}_c \cos[\omega_0 \tau_c + 2\Delta\omega_d \tau_c t / T_{мн} + \varphi_c] + \sum_{i=1}^{M} \mathrm{S}_{cmi} \cos[\omega_0 \tau_{cmi} + 2\Delta\omega_d \tau_{cmi} t / T_{мн} + \varphi_{cmi}] + n(\mathrm{t}), \quad (1)$$

где S_c и S_{cmi} – амплитуда полезного и i-го мешающего сигнала;

ω_0 – минимальное значение частоты излучаемого колебания;

$\Delta\omega_d$ – диапазон перестройки частоты генератора;

$T_{мн}$ – период модуляции несущего колебания;

τ_c и τ_{cmi} – значение времени задержки полезного и i-го мешающего сигнала;

φ_c и φ_{cmi} – начальная фаза полезного и i-го мешающего сигнала;

M – количество мешающих отражений;

i – номер мешающего отражения;

$n(\mathrm{t})$ – белый нормальный шум с односторонней спектральной плотностью мощности N_0.

Измеряемое расстояние *R* связано с временем задержки соотношением:

$$R = \frac{\tau_c c}{2}, \tag{2}$$

где τ_c – значение времени задержки сигнала;

c – скорость света;

Известно, что получить оценку расстояния с минимальной дисперсией возможно, используя метод максимального правдоподобия. Логарифм функции правдоподобия (ЛФП) для сигнала разностной частоты хорошо известен [3-4]:

$$LnF[\tau_{сор}, \varphi_{со}] = -\frac{1}{N_0} \int_0^{T_{мод}/2} \{\mathrm{y(t)} - \mathrm{S[t, S_{ор}}, \tau_{сор}, \varphi_{со}]\}^2 dt, \tag{3}$$

где $\mathrm{S[t, S_{ор}}, \tau_{сор}, \varphi_{со}]$ – опорный сигнал;

N_0 – односторонняя спектральная плотность белого шума;

$y(t)$ – аддитивная смесь СРЧ и белого нормального шума;

$\varphi_{со}$ – фаза опорного сигнала.

Из (3) следует, что для измерения расстояния необходимо знать фазу сигнала. Ошибка в значении фазы приводит к дополнительной погрешности, которая определяется так:

$$\Delta R_{ф} = \lambda[\varphi_c - \varphi_{со}] / [4\pi(1 + \Delta\omega_d / \omega_0)], \tag{4}$$

где φ_c и $\varphi_{со}$ выражены в радианах;

λ – длина волны, соответствующая несущей частоте СВЧ генератора.

Фаза φ_c зависит от фазочастотной характеристики усилителя СРЧ и диэлектрических свойств отражающей поверхности $\varphi_c = \varphi_{ко} + \varphi_{по}$, где $\varphi_{ко}$ – фаза комплексного коэффициента отражения сигнала от объекта; $\varphi_{по}$ – дополнительный сдвиг фазы, возникающий в схеме предварительной обработки. С течением времени значения φ_c будет меняться. Поэтому необходимо ее уточнять в процессе измерения расстояния.

Известны алгоритмы оценки фазы φ_c. В частности, в [3] описывается алгоритм, при котором при помощи быстрого преобразования Фурье (БПФ) вычисляется спектральная плотность $S(j\omega)$ сигнала СРЧ, а затем за оценку частоты СРЧ принимается та частота, на которой находится максимальная спектральная составляющая. Расстояние R и частота СРЧ $\omega_б$ связаны соотношением:

$$\omega_б = \frac{4\Delta\omega_d R}{T_{мн} c}, \tag{5}$$

где $\omega_б$ – частота биений СРЧ;

Оценка фазы $\hat{\varphi}_c$ определяется так:

$$\hat{\varphi}_c = \hat{\varphi}_н - \omega_0 \frac{2R}{c}, \tag{6}$$

где $\hat{\varphi}_н = -arctg\{\mathrm{Im}\, S(j\hat{\omega}) / \mathrm{Re}\, S(j\hat{\omega})\}$ – начальная фаза СРЧ;

Из (6) следует, что для определения фазы φ_c необходимо предварительно оценивать расстояние до отражающей поверхности. Видно, что погрешность во многом будет определяться погрешностью измерения расстояния.

В [5,6] в качестве предварительной оценки расстояния также используется алгоритм, основанной на поиске максимальной спектральной составляющей спектра Фурье. За оценку фазы принимается то её значение, при котором выполняется условие:

$$\int_{\hat{R}-\frac{\lambda}{4}}^{\hat{R}} LnF[R,\varphi_c]dR = \int_{\hat{R}}^{\hat{R}+\frac{\lambda}{4}} LnF[R,\varphi_c]dR, \qquad (7)$$

где $LnF[R,\varphi_c]$ – ЛФП;

$\hat{R}$ – предварительная оценка расстояния, вычисленная по формуле (5).

Представляет интерес метод оценки фазы сигнала $\hat{\varphi}_c$, при котором не требуется предварительная оценка расстояния $\hat{R}$, а используется только логарифм функции правдоподобия. Последовательность действий для оценивания фазы сигнала $\hat{\varphi}_c$ следующая:

1. Определяется интервал расстояния, в котором с вероятностью единица содержится глобальный экстремум. Для этой цели используется предварительная оценка расстояния, полученная с использованием алгоритма на основе БПФ [3];

2. Полагаем, что известен диапазон, в пределах которого находится фаза φ_c. Для полученного интервала расстояний и априорно известной фазе опорного сигнала φ_{co} вычисляется ЛФП по формуле (3);

3. Находится глобальный экстремум. За оценку фазы $\hat{\varphi}_c$ принимается то значение фазы опорного сигнала φ_{co}, при котором функция правдоподобия максимальна $\max\limits_{\tau_{cop},\varphi_{co}}\{LnF[\tau_{cop},\varphi_{co}]\}$ при варьировании параметров опорного сигнала;

4. Поскольку известен глобальный максимум, то нетрудно определить интервалы расстояний, в пределах которых находятся локальные максимумы. Для каждого максимума процедура оценки фазы $\hat{\varphi}_c$ аналогична п.3.

Результаты моделирования приведены на рисунках 1,2. На рисунке 1 приведен вид ЛФП сигнала разностной частоты. Полезный отражатель находился на расстоянии 5 м. Минимальное значение излучаемой частоты равнялось 10 ГГц, диапазон перестройки частоты генератора равнялся 500 МГц, период модуляции несущего колебания равнялся 0,02 с. Отношение сигнал–шум, понимаемое как $2E/N_0$, где E – энергия сигнала, равно 70 дБ.

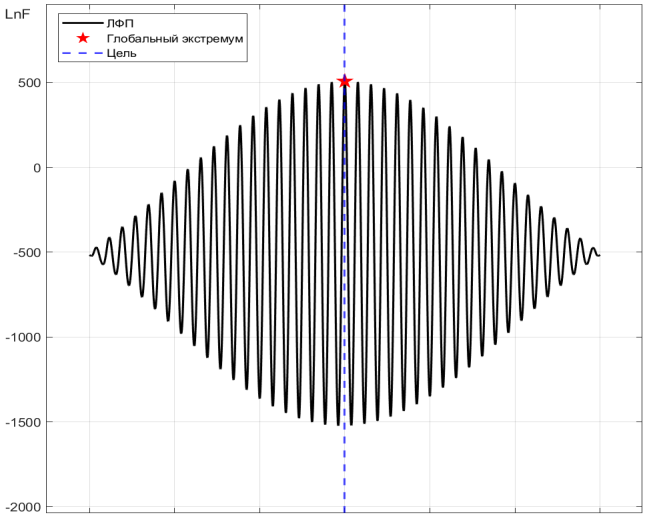


Рис. 1. Вид основного лепестка логарифма функции правдоподобия

Из рисунка 1 следует, что функция правдоподобия имеет быстро осциллирующий вид. Её экстремумы находятся на расстоянии $\lambda/2$ друг от друга, где λ – длина волны, соответствующая несущей частоте СВЧ генератора .

На рисунке 2 показаны результаты моделирования процедуры оценки фазы $\hat{\varphi}_c$, которая описана выше.

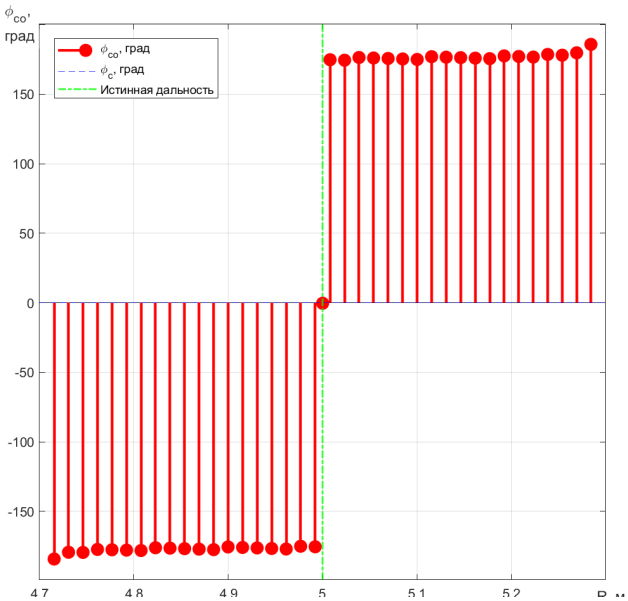


Рис. 2. Оценка фазовой характеристики

Фаза φ_c сигнала разностной частоты принята равной нулю градусов. Оценивалась фаза при использовании каждого экстремума функции правдоподобия. Видно, что при использовании главного максимума фаза φ_c оценивается точно. При оценке фазы $\hat{\varphi}_c$ в соседних экстремумах наблюдается скачок фазы на 180 градусов из-за того, что экстремумы расположены друг от друга на величину $\lambda/2$, причем значения с отрицательным знаком располагаются левее главного экстремума, а положительные правее, что связано с временем задержки СРЧ. Упомянутые скачки при оценке фазы $\hat{\varphi}_c$ легко могут быть учтены, поскольку для каждого расстояния с какой-то точностью уже известна фазовая характеристика. Наша задача её уточнить. Неравномерность в оценке фазы $\hat{\varphi}_c$ на ± 2 градуса вызвана влиянием огибающей функции правдоподобия вида *sinc*.

Полученные результаты могут быть полезны для оценки фазы $\hat{\varphi}_c$ в присутствии мешающих отражений, что позволит использовать описанную процедуру для модификации следящего алгоритма [3]. Такая модификация может обеспечить его включение на произвольном расстоянии от помехи.

Библиографический список

1. Винницкий А. С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. - М.: Сов. радно. 1961. - 495 с.

2. Шелухнн О. И. Радносистемы ближнего действия. - М.: Радио и связь, 1989. - 236 с.

3. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В., Паршин В.С., Смольский С.М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. — М.: Радиотехника, 2012.

4. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.

5. Паршин, В. С. Алгоритмы оценки фазовой характеристики дальномера с частотной модуляцией зондирующего сигнала / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Цифровая обработка сигналов. – 2023. – № 2. – С. 22-26. – EDN NWHKGI.

6. Паршин, В. С. Измерение расстояния ЧМ дальномером при наличии мешающих отражений / В. С. Паршин, В. Д. Нгуен // Цифровая обработка сигналов и её применение DSPA - 2025 : Доклады XXVII Международной конференции, Москва, 26–28 марта 2025 года. – Москва: Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2025. – С. 95-100. – EDN SZGMUB.

УДК 621.396.96, 621.391; ГРНТИ 47.49.02

АНАЛИЗ СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ДЛЯ РАСШИРЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ПРИЁМНОГО КАНАЛА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В. И. Протасов*, В. И. Кошелев**

**АО "Научно-исследовательский институт приборостроения имени В. В. Тихомирова"*
Российская Федерация, Жуковский, protasov.v@nio9.niip.ru
***Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина*
Российская Федерация, Рязань, koshelev.v.i@rsreu.ru

Аннотация. В работе исследованы схемотехнические решения, позволяющие увеличить динамический диапазон СВЧ-приёмных устройств радиотехнических систем различного назначения. Приведены структурные схемы решений, описан принцип действия и их отличительные особенности.

Ключевые слова: динамический диапазон, приёмный канал, малошумящий усилитель, АЦП.

ANALYSIS OF CIRCUIT DESIGN SOLUTIONS FOR EXPANDING THE DYNAMIC RANGE OF THE RECEIVER CHANNEL OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS

V. I. Protasov*, V. I. Koshelev**

**V. V. Tikhomirov Scientific Research Institute of Instrument Engineering JSC*
Russia, Zhukovsky, protasov.v@nio9.niip.ru
***Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin*
Russia, Ryazan, koshelev.v.i@rsreu.ru

The summary. The paper studies circuit design solutions that allow to increase the dynamic range of microwave receivers of radio engineering systems for various purposes. The structural schemes of solutions are given, the principle of operation and their distinctive features are described.

Keywords: dynamic range, receiving channel, low-noise amplifier, ADC.

Динамический диапазон сквозного приёмного канала является одним из важнейших параметров, определяющих параметры эффективности обработки сигналов различного уровня. Определим динамический диапазон D как отношение максимальной мощности сигнала на входе приёмного канала $P_{C.\,MAX}$, который проходит через приёмный канал с допустимыми искажениями, к минимально возможному сигналу $P_{C.\,MIN}$ [1]. Динамический диапазон как правило измеряется в децибелах, как

$$D = 10 \cdot \lg (P_{C.\,MAX} / P_{C.\,MIN}). \quad (1)$$

Для определения $P_{C.\,MAX}$ так же используются понятия верхней границы линейности амплитудной характеристики или точки «однодецибельной» компрессии по входу приёмного канала $P_{1\,dB}$. Минимальный уровень сигнала $P_{C.\,MIN}$ определяется предельной чувствительностью приёмного канала в заданной рабочей полосе частот или уровнем собственных шумов

$$P_{\text{Ш}} = k \cdot T_0 \cdot \Delta F \cdot K_{\text{ш}}, \quad (2)$$

где k – постоянная Больцмана;

T_0 – температура приёмного устройства;
ΔF – шумовая полоса пропускания приёмника;
$K_{ш}$ – коэффициент шума приёмного канала.

Различают мгновенный и полный динамический диапазон. Мгновенный динамический диапазон – это диапазон приёмного канала без учёта действия автоматической регулировки уровня сигнала (АРУ). При работе АРУ изменяются характеристики приёмного канала, в том числе динамический диапазон, который называют полным.

Будем рассматривать сквозной приёмный канал как последовательное соединение малошумящего усилителя (МШУ), приёмника СВЧ и аналогово-цифрового преобразователя (АЦП). В сквозном приёмном канале на величину мгновенного динамического диапазона оказывает влияние динамический диапазон АЦП. Полный динамический диапазон определяется «однодецибельной» компрессией по входу МШУ. Приёмный канал считается согласованным по мгновенному динамическому диапазону, если мгновенный динамической диапазон аналоговой части не менее динамического диапазона АЦП. При проектировании приёмного канала решается задача увеличения как мгновенного, так и полного динамического диапазона. При этом необходимо учитывать, что применение АРУ приводит к некоторому снижению чувствительности приёмного канала.

Целью данной работы является анализ методов увеличения динамического диапазона приёмных каналов радиотехнических систем различного назначения.

Методы расширения динамического диапазона

На практике существует достаточно большое количество схемотехнических решений, предназначенных для расширения динамического диапазона. Они сводятся к коммутации усилительных каскадов, применению в схемах управляемых аттенюаторов различной разрядности и комбинации указанных вариантов. Применяемые схемотехнические решения при увеличении верхней границы линейности динамического диапазона не должны ухудшать чувствительность приёмного канала на величину более заданной в технических требованиях к устройству.

Одно из схемотехнических решений на основе коммутации усилительных каскадов, позволяющих расширить динамический диапазон МШУ показано на рисунке 1 [2, 3].

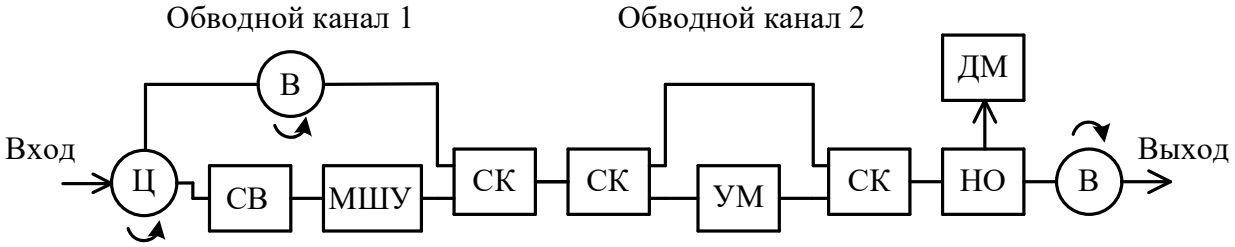


Рис. 1. Схемотехническое решение расширения динамического диапазона на основе коммутации усилителей.

На рисунке 1: Ц – циркулятор, СВ – СВЧ выключатель отражательного типа, В – вентиль, МШУ – малошумящий усилитель, СК – СВЧ коммутатор 1х2, УМ – усилитель мощности, НО – направленный ответвитель, ДМ – детектор мощности.

В основе принципа работы данной схемы лежит последовательная коммутация двух усилительных каскадов. Данная схема поддерживает следующие режимы работы:

- “МШУ” – режим максимально усиления и чувствительности, применяется при слабых уровнях сигнала в отсутствии внешней помехи;

- “обводной канал 1” – режим применяется при большом уровне полезного сигнала в отсутствии и при наличии внешней помехи;
- “обводной канал 2” – усиление сигнала происходит только на первом каскаде усиления, а второй каскад при этом не задействован;
- “обводной канал 1 и 2” – применяется при большом уровне полезного сигнала и при наличии сигнала помехи;
- “бланкирование” – применяется при предельно большом уровне мощности внешней помехи.

Для контроля выходной мощности и управления режимами работы на выходе МШУ применяется направленный ответвитель.

В режиме «Обводной канал 2» данная схема позволяет расширить динамический диапазон на 16 дБ. При этом коэффициент шума увеличивается на 2,7 дБ. В результате в данном режиме возможен прием слабых по уровню полезных сигналов при наличии мощной внешней помехи. В режиме «Бланкирование» обеспечивается затухание сигнала по всему тракту МШУ не менее чем на 50 дБ.

Особенностью схем с отключаемыми каскадами является большой шаг ступеней ослабления сигнала, ограничиваемый числом коммутируемых каскадов. На рисунке 2 показана более гибкая структурная схема приёмного устройства СВЧ с расширенным динамическим диапазоном, которое сочетает в себе функции коммутирования усилителя и регулирования затухания аттенюатора [4, 5].

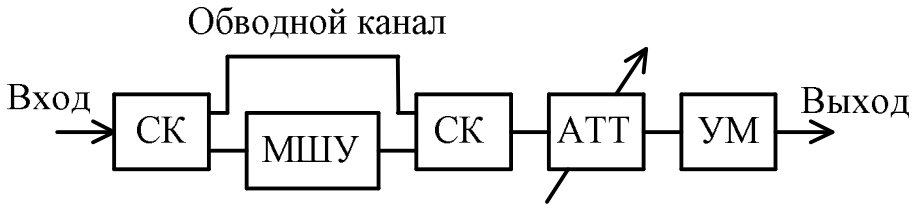


Рис. 2. Комбинированное схемотехническое решение расширения динамического диапазона

На рисунке 2: СК – СВЧ коммутатор 1х2, МШУ – малошумящий усилитель, АТТ – управляемый СВЧ аттенюатор, УМ – усилитель мощности.

Предлагаемый входной линейный модуль широкополосного приемного устройства СВЧ с расширенным динамическим диапазоном функционирует в двух режимах:

- первый усилительный каскад подключен и усиливает входной сигнал;
- первый усилительный каскад отключен, входной сигнал направлен на вход регулируемого аттенюатора.

При перегрузке приёмного тракта входной сигнал ослабляется до необходимого уровня при некоторой потере чувствительности. При введении ослабления управляемым СВЧ аттенюатором в режиме подключения малошумящего усилителя наблюдается увеличение динамического диапазона, при этом его предельное значение ограничено коэффициентом усиления первого усилительного каскада в линейном режиме. Во втором режиме первый усилительный каскад отключен и приращение динамического диапазона не происходит, а схема функционирует как регулируемый аттенюатор. При максимально введении затухания регулируемого аттенюатора динамический диапазон расширяется на 12 дБ при увеличении коэффициента шума на 3 дБ. Необходимо отметить, что совмещенная схема имеет по сравнению со схемой, показанной на рисунке 2, значительно меньший шаг регулировки динамического диапазона в первом и втором режимах работы.

Расширение динамического диапазона приёмного канала осуществляется не только в МШУ, но и в приёмнике СВЧ. В основном для этого применяется регулируемый аттенюатор

или однобитный аттенюатор с уровнем затухания от 10 до 20 дБ. В наиболее нагруженных точках приёмника СВЧ размещают направленные ответвители и детекторы мощности. Это позволяет контролировать уровень перегрузки каскадов приёмника, что повышает его помехозащищённость. На рисунке 3 показана структурная схема реализующая данный принцип [6].

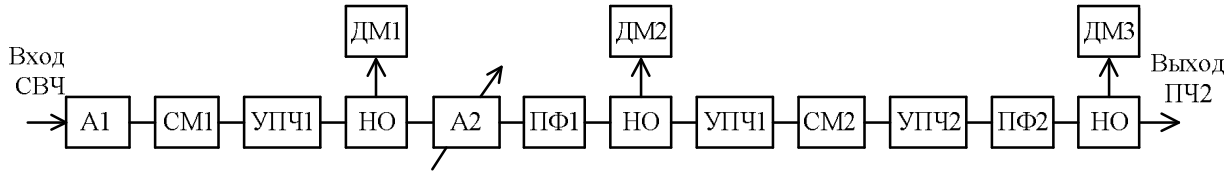


Рис. 3. Схемотехническое решение приёмника СВЧ с повышенной помехозащищённостью

На рисунке 3: ДМ1, ДМ2, ДМ3 – детекторы мощности, А1 – однобитный аттенюатор, СМ1 – смеситель 1-ой промежуточной частоты (ПЧ), УПЧ1 – усилитель 1-ой ПЧ, НО – направленный ответвитель, А2 – управляемый аттенюатор, ПФ1 – фильтр 1-ой ПЧ, СМ2 – смеситель 2-ой ПЧ, УПЧ2 – усилитель 2-ой ПЧ, ПФ2 – фильтр 2-ой ПЧ.

В этой схеме детектор ДМ3 предназначен для защиты АЦП от перегрузки. Если на входе приёмника действует сигнал (или сумма сигнала и помехи) высокого уровня, то на выходе приёмника СВЧ мощность превысит заданный пороговый уровень и сработает детектор ДМ3, а схема контроля выработает управляющий сигнал, который пошагово увеличит вносимое аттенюатором затухание до тех пор, пока не устранит перегрузку. В случае наличия на входе помехи, не попадающей в полосу пропускания полосового фильтра ПФ2, детектор перегрузки по второй промежуточной частоте ДМ3 не срабатывает, хотя при этом возможна перегрузка устройств, стоящих до полосового фильтра. В этом случае срабатывает детектор перегрузки по первой промежуточной частоте ДМ2 или ДМ1, сигнал перегрузки по первой промежуточной частоте будет подан в систему управления которая включит одноразрядный аттенюатор А1.

Схемотехническое решение, объединяющее возможность ступенчатой и плавной регулировки динамического диапазона в приёмнике СВЧ, показана на рисунке 4.

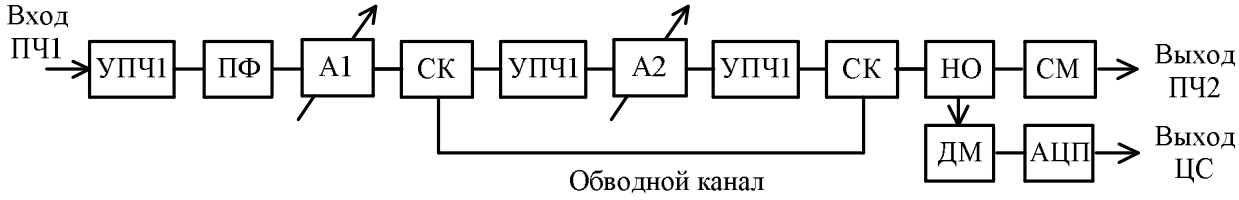


Рис. 4. Схемотехническое решение приёмника СВЧ с комбинированным расширением динамического диапазона

На рисунке 4: УПЧ1 – усилитель 1-ой ПЧ, ПФ – фильтр 1-ой ПЧ, А1 – управляемый аттенюатор, СК – СВЧ коммутатор 1х2, А2 – управляемый аттенюатор, СМ – смеситель 2-ой ПЧ, НО – направленный ответвитель, ДМ – детектор мощности, АЦП – аналогово-цифровой преобразователь сигнала перегрузки.

Особенностью данной схемы является применение АЦП в цепи контроля перегрузки. Это даёт возможность определять реальный, а не пороговый уровень сигнала и вносить такое значение затухания аттенюаторами А1 и А2, которое необходимо для сохранения линейного режима работы приёмного канала. К недостаткам схемы относится контроль перегрузки только в одной точке приёмного канала, что снижает информативность контроля и не даёт возможности определения вида сигнала, который перегружает приёмник.

Представленные на рисунках 3 и 4 решения позволяют увеличить динамический диапазон сквозного приёмного канала до уровня полного динамического диапазона малошумящего усилителя.

Выводы

1. Исследованные схемотехнические решения позволяют увеличить динамический диапазон малошумящих усилителей на 12…16 дБ при увеличении коэффициента шума не более чем на 3 дБ. Это позволяет в радиолокационных приемниках принимать слабые сигналы как на фоне отражений от подстилающей поверхности, так и при воздействии мощной внешней помехи.

2. Схемотехнические решения применяющиеся в приёмнике СВЧ позволяют не только расширять динамический диапазон приёмного канала, но и контролировать уровень перегрузок в приёмном канале. Эта способность даёт возможность определить тип мощного сигнала, вызывающего перегрузку.

3. Схемотехнические решения, позволяющие определить реальный, а не пороговый уровень сигнала в приёмном канале позволяют избавиться от избыточности используемых аттенюаторов, расширяющих динамический диапазон и ускорить время работы системы АРУ.

4. Применение аналоговых детекторов для определения перегрузки приёмного канала может приводить к изменению их порога срабатывания из-за воздействий внешних факторов (температура, вибрации) и старения элементов.

Библиографический список

1. О. В. Головин, Радиоприемные устройства: Учебник для техникумов. М.: Горячая линия – Телеком. 2002.

2. А. А. Кондукторов, А.И. Кирпиченков Расширение динамического диапазона малошумящего усилителя X-диапазона, Электронная техника. Серия 3: Микроэлектроника, 2015, №4 (160), стр. 35-38.

3. А. И. Кирпиченков, А. А. Кондукторов, В. А. Шадский Малошумящий СВЧ-усилитель с расширенным динамическим диапазоном и возможностью бланкирования. Патент РФ № RU227057U1. 2024 г.

4. С. А. Петров Входной малошумящий усилительный модуль с расширенным динамическим диапазоном // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. Выпуск 4(539), 2018, С. 31-36.

5. П. В. Куприянов, С. А. Петров Входной линейный модуль широкополосного приёмного устройства СВЧ с расширенным динамическим диапазоном. Патент РФ №RU27154006C1. 2019 г.

6. М. А. Конов, В. Н. Хахалкин, Ю. В. Шапотковский Многоканальное бортовое свехвысокочастотное устройство импульсной радиолокационной станции. Патент РФ № RU48644U1. 2005 г.

7. В. А. Патрохин, М. В. Плигин, Д. Ю. Куприянов, М. В. Попихин Многоканальный приёмный СВЧ-тракт с шумовой автоматической регулировкой усиления сигналов радиолокационной станции беспилотного летательного аппарата. Патент РФ № RU172567U1. 2026 г.

УДК 621.373; ГРНТИ 47.41

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРАЛЬНЫХ И ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОГЕРЕНТНЫХ И ХАОТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ СИСТЕМЫ СВЯЗАННЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Е.С. Морозов, В.С. Костерова, С.С. Новиков
Национальный исследовательский Томский государственный университет,
Российская Федерация, Томск, egor.morozov29@gmail.com

Аннотация. В работе демонстрируются результаты проведенных экспериментальных исследований возможных режимов работы системы двух связанных автогенераторов, включая синхронные режимы и режим хаотических колебаний. Результатами проведенных экспериментов являются спектральные и временные характеристики колебаний системы. Оценивается возможность управления режимами работы системы при изменении соответствующих управляющих параметров. Рассматриваются бифуркационные преобразования, возникающие при переходе системы от синхронных режимов в режим динамического хаоса. Проводится сопоставление натурного эксперимента в хаотическом режиме с результатами численного моделирования.
Ключевые слова: система связанных автогенераторов, динамический хаос, нарушение устойчивости базовых типов колебаний, разрушение когерентности, хаотическая динамика в нелинейных системах, генерация широкополосных хаотических сигналов.

EXPERIMENTAL RESEARCH OF SPECTRAL AND TEMPORAL CHARACTERISTICS OF COHERENT AND CHAOTIC OSCILLATIONS OF A SYSTEM OF COUPLED SELF-OSCILLATORS

E.S. Morozov, V.S. Kosterova, S.S. Novikov
National Research Tomsk State University,
Russia, Tomsk, egor.morozov29@gmail.com

The summary. This paper presents the results of experimental research of possible modes of a system of two coupled self-oscillators, including synchronous modes and a chaotic oscillation mode. The results of these experiments provide spectral and temporal characteristics of the system's oscillations. The possibility of controlling the system's operating modes by varying the corresponding control parameters is assessed. Bifurcation transformations that occur during the system's transition from synchronous modes to dynamic chaos are considered. A comparison of a full-scale experiment in chaotic mode with the results of numerical modeling is provided.
Keywords: system of coupled self-oscillators, dynamic chaos, instability of basic oscillations modes, destruction of coherence, chaotic dynamics in nonlinear systems, generation of broadband chaotic signals.

Система связанных автогенераторов – динамическая система, способная работать в нескольких режимах: когерентных (синхронных) и хаотических. В первом случае при близости собственных частот автогенераторов в системе могут существовать либо синфазные колебания, либо противофазные колебания, а также близкие к ним. Такие типы синхронных колебаний называются базовыми режимами [1,2]. Работа системы в когерентных режимах позволяет эффективно применять её для решения ряда практических задач радиотехники: увеличение мощности сигналов автоколебательных устройств, поддержка стабильности частоты автогенератора и др. Высокий интерес представляет также хаотический режим работы, при котором генерируются хаотические колебания с непрерывным спектром в некоторой полосе частот. Подобный режим носит также название динамического хаоса [3]. При этом динамический хаос возникает только в случае неустойчивости всех базовых режимов; такое явление принято называть разрушением когерентности [1]. Предполагается, что подобная хаотическая динамика может применяться при реализации приёмо-передающих трактов на основе хаотической несущей.

Целью настоящей работы является экспериментальное исследование характеристик колебаний системы связанных автогенераторов в различных режимах работы, а также демонстрация процесса разрушения когерентности колебаний.

Система двух автогенераторов с резонансной связью

Ключевым условием перехода системы в режим динамического хаоса является неустойчивость всех существующих базовых режимов. В исследуемой системе двух автогенераторов, схема которой приведена на рисунке 1, их три – один синфазный и два противофазных (называемых нижний и верхний противофазный режим) [4].

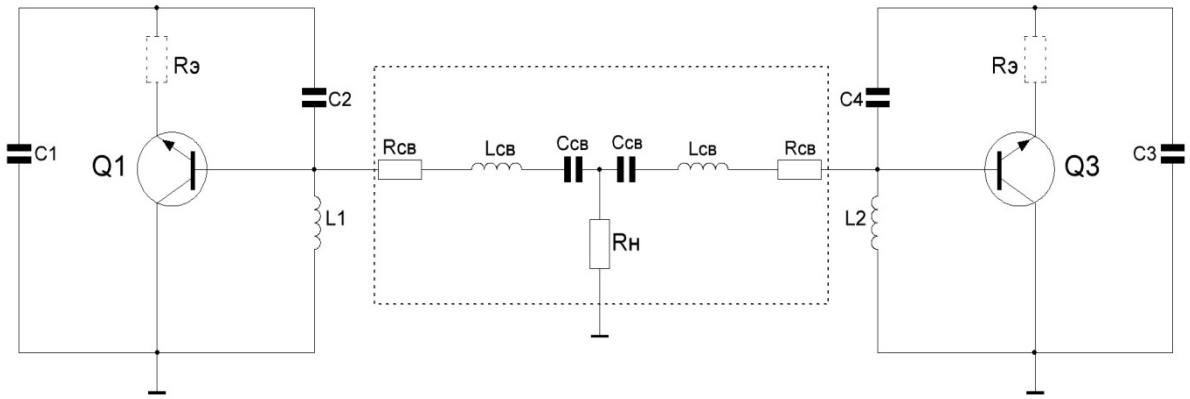


Рис. 1. Упрощённая принципиальная схема двух автогенераторов, связанных через последовательные резонансные контуры

Автогенераторы построены на транзисторах 2N2222A по ёмкостной трёхточечной схеме – элементы *L*1, *C*1 и *C*2 являются частотозадающими элементами первого (левого) автогенератора и представляют собой резонансный контур этого автогенератора. Цепь *C*1-*C*2 является цепью положительной обратной связи данного генератора. Схемы автогенераторов делаются по возможности одинаковыми. В качестве цепи взаимной связи (выделена пунктирной линией на рисунке 1) используются два последовательных колебательных контура с сосредоточенными элементами (*R*св-*L*св-*C*св); *R*н – общая нагрузка. Цепь связи настроена в резонанс с контурами автогенераторов. На упрощённой принципиальной схеме не приведены цепи питания и развязки.

В работах [1, 2] определено и показано, что устойчивость синфазных синхронных колебаний (синфазный режим) нарушается при сильных резонансных свойствах связи. Показано, что введение в цепь связи активных потерь (*R*св) позволяет эффективно управлять резонансными свойствами (добротностью резонанса).

Таким образом, при помощи параметра *R*св можно управлять режимами работы системы. При достаточно больших *R*св (в наших экспериментах больше 10 Ом) частотные свойства слабые и система работает в устойчивом синфазном режиме (или в близком к нему). Если уменьшать *R*св, то устойчивость синфазного режима может быть нарушена. При этом система, как правило, выходит на режим генерации одного из противофазных режимов.

Для перевода системы в режим динамического хаоса необходимо обеспечить неустойчивость противофазных колебаний. Эффективное подавление устойчивости реализуется в перенапряженном режиме работы активных элементов автогенераторов – транзисторов [2, 4]. Перенапряженный режим работы транзисторов реализуется либо при сильной положительной обратной связи, либо при слабой отрицательной обратной связи по току. Наиболее простым способом управления режимом транзисторов является регулировка отрицательной обратной связи по току путём введения в цепь эмиттера сопротивления *R*э.

Таким образом, эффективными органами настройки хаотического режима в системе связанных автогенераторов являются резистивные элементы: *R*св и *R*э.

Когерентные режимы работы системы

На первом этапе исследуется работа системы в устойчивом синфазном режиме. Для этого устанавливается достаточно большое значение параметра *R*св (10 Ом < *R*св < 20 Ом). Управляющий параметр *R*э выставляется таким образом, чтобы обеспечить недонапряжённый режим работы транзисторов.

Для анализа и измерения параметров спектров колебаний используется анализатор спектра типа E4405B. Для исследования форм колебаний (временных характеристик) системы используется цифровой осциллограф типа GDS-73504A. На двух каналах осциллографа отображаются временные зависимости колебаний на контурах автогенераторов, на третьем канале – колебания на общей нагрузке.

На рисунке 2 приведены временные характеристики колебаний на контурах автогенераторов и на общей нагрузке в устойчивом синфазном режиме.

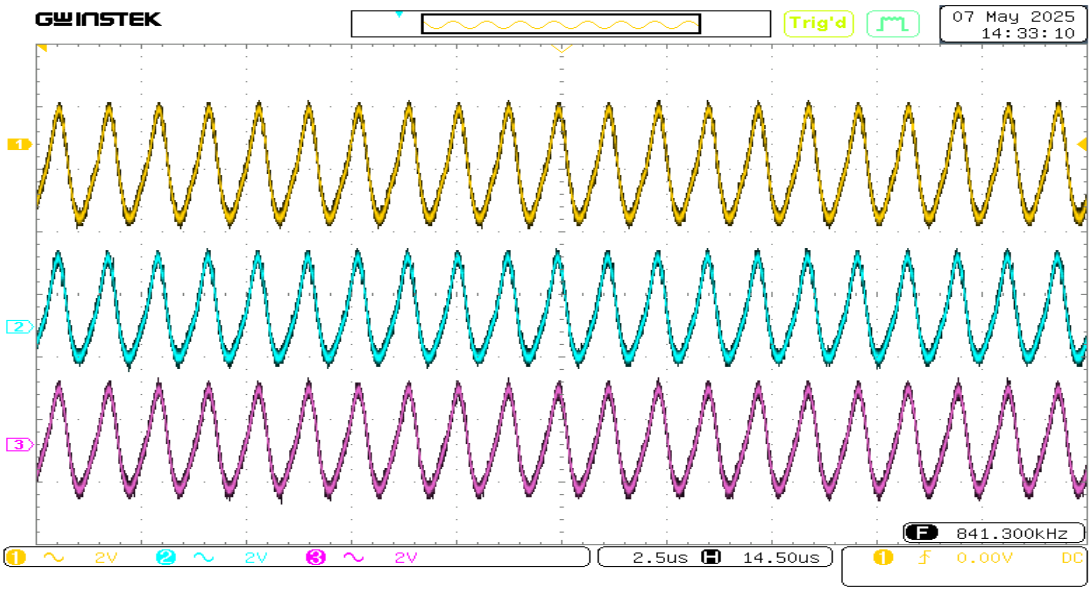


Рис. 2. Осциллограммы колебаний автогенераторов (два верхних канала) и колебания на общей нагрузке (нижний канал) в синфазном режиме; коэффициент отклонения 2 В/дел

Действительно, в системе устанавливается устойчивый синфазный режим работы – колебания автогенераторов происходят в фазе. Спектр данных колебаний приведён на рисунке 3.

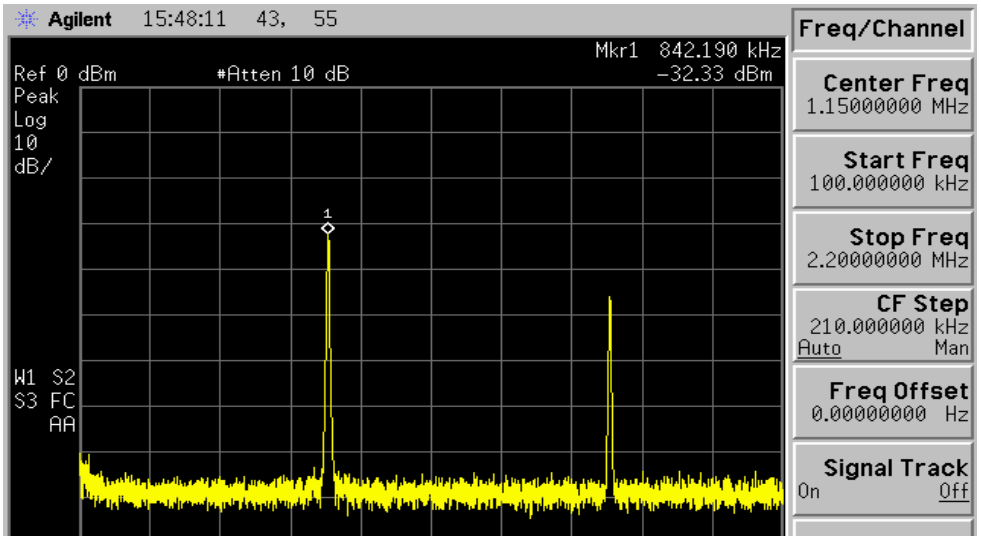


Рис. 3. Спектр колебаний автогенераторов в синфазном режиме; цена деления 10 дБ/деление, полоса обзора (0,1 – 2,2) МГц

Помимо основной составляющей синфазного режима (частота 842 кГц) в спектре колебаний автогенераторов содержатся гармоники этой составляющей. Спектральный максимум в правой части спектрограммы на рисунке 3 соответствует второй гармонике, ее уровень на 15 дБ ниже уровня основной составляющей.

Далее исследуется поведение колебаний системы при разрушении устойчивости синфазного режима путём уменьшения *R*св. В эксперименте сопротивление *R*св изменяется в диапазоне от 20 до 2 Ом. В определённом интервале значений *R*св (от 20 до 11 Ом) синфазные колебания, безусловно, устойчивы. Затем при дальнейшем уменьшении *R*св возникает серия бифуркационных переходов. Пример спектра колебаний системы после первой бифуркаций удвоения периода (*R*св = 10 Ом) приведён на рисунке 4.

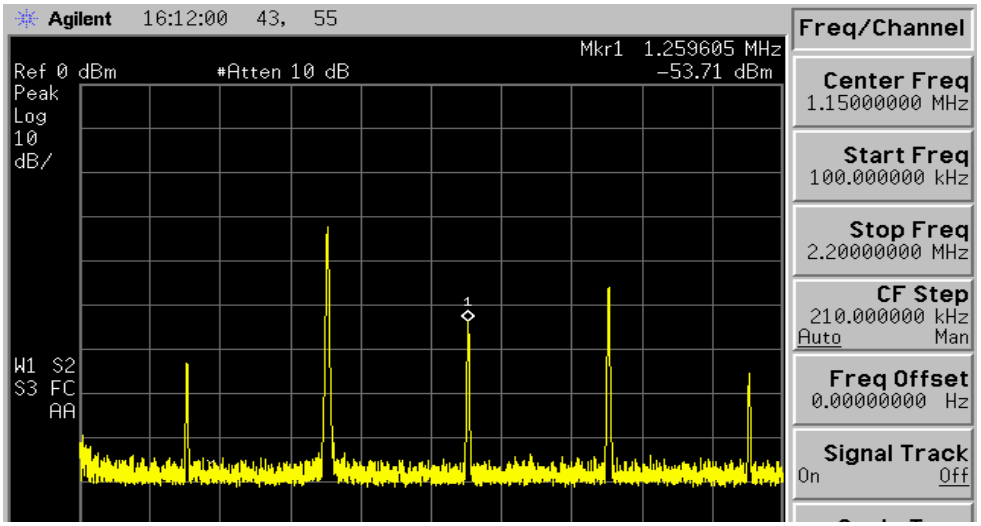


Рис. 4. Спектр колебаний автогенераторов после первой бифуркации удвоения периода; цена деления 10 дБ/деление, полоса обзора (0,1 – 2,2) МГц

Одна из бифуркационных составляющих отмечена меткой «Mkr1» на рисунке 4.

Дальнейшее увеличение резонансных свойств ведёт к бифуркационным преобразованиям удвоения периода более высоких порядков. На рисунке 5 показан спектр колебаний системы (на контурах автогенераторов) после бифуркации удвоения периода третьего порядка, полученный при *R*св = 5,6 Ом.

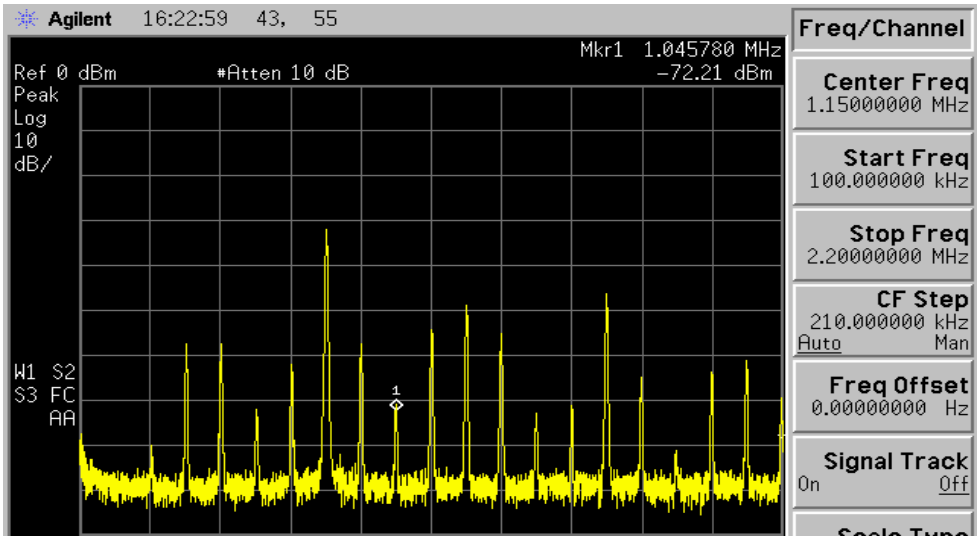


Рис. 5. Спектр колебаний автогенераторов после бифуркации удвоения периода третьего порядка; цена деления 10 дБ/деление, полоса обзора (0,1 – 2,2) МГц

Можно видеть, что каскад удвоения периода приводит к обогащению спектра колебаний системы дополнительными составляющими; каскад удвоения периода является известным сценарием хаотизации движений в динамических системах.

При Rсв = 2 Ом спектральные признаки последовательности удвоения периода в колебаниях системы исчезают; синфазный режим теряет устойчивость, и система переходит в режим противофазных колебаний с частотой 1.17 МГц. Данные колебания соответствуют верхнему противофазному режиму. Осциллограммы противофазных колебаний системы представлены на рисунке 6.

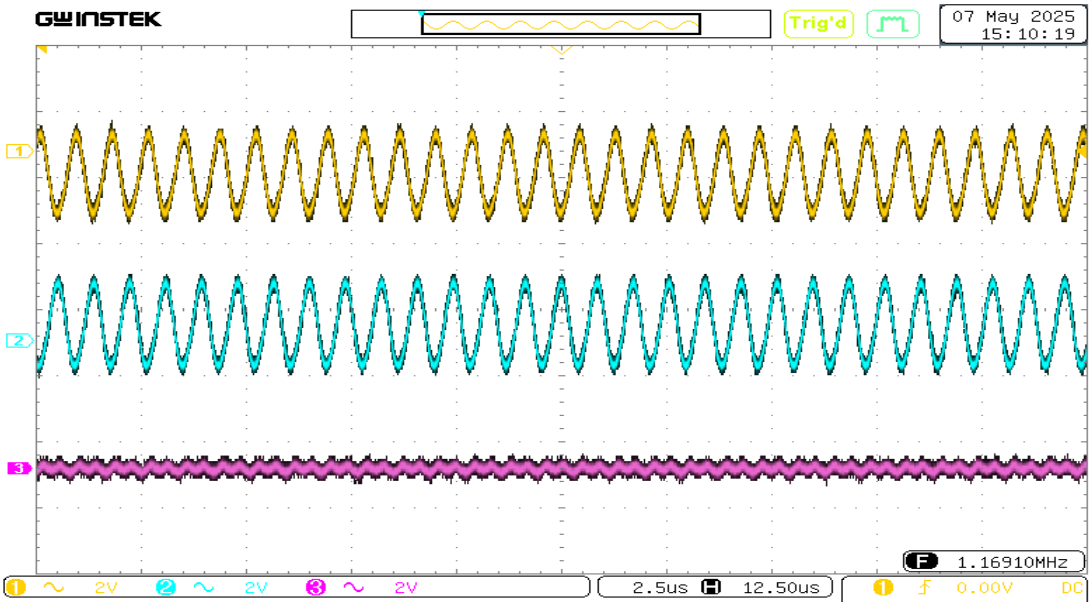


Рис. 6. Осциллограммы колебаний автогенераторов (две верхних канала) и на общей нагрузке (нижний канал) в противофазном режиме; коэффициент отклонения 2 В/дел

Следует отметить, что колебания практически полностью вычитаются на общей нагрузке. Неполное вычитание колебаний может быть обусловлено несимметричностью схем автогенераторов из-за разброса параметров транзисторов.

Таким образом, параметр *R*св действительно позволяет управлять устойчивостью синфазных колебаний.

Хаотический режим работы системы

Проведённый эксперимент показывает, что управляющий параметр *R*св отвечает за неустойчивость только синфазного режима. Однако, как уже было отмечено, для возникновения хаотической динамики в исследуемой системе необходимо обеспечить неустойчивость всех базовых режимов работы. На следующем этапе исследований вводится неустойчивость противофазного режима с помощью изменения параметра *R*э. Это реализуется при малых значениях эмиттерных сопротивлений (*R*э ≈ 0,3 Ом).

После достижения неустойчивости всех базовых режимов система переходит в режим генерации хаотических колебаний с непрерывным спектром. Спектр колебаний системы (на контурах автогенераторов) в хаотическом режиме представлен на рисунке 7.

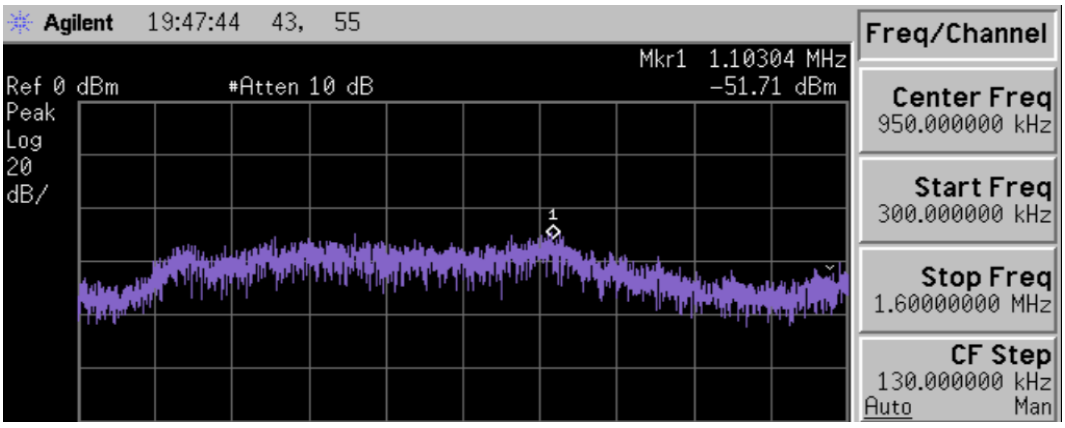


Рис. 7. Спектр хаотических колебаний на контуре автогенератора; цена деления 20 дБ/деление; полоса обзора (0,3 – 1,6) МГц

Таким образом, настроенная схема вырабатывает шумовой спектр с весьма высокой равномерностью: порядка 10 дБ в полосе частот в несколько октав (0,3 – 1,6) МГц. В спектре практически отсутствуют когерентные процессы на частотах синхронных режимов, что указывает на их полное разрушение. Для определённости меткой отмечено положение верхнего противофазного режима (1,1 МГц).

В работе также проведено моделирование динамики системы связанных автогенераторов в среде Multisim при близких параметрах. На рисунке 8 приведен расчётный спектр системы в хаотическом режиме.

Спектральные характеристики хаотических колебаний, полученные в натурном эксперименте, соответствуют результатам численного моделирования. На рисунке 9 изображены фрагменты временных реализаций хаотических колебаний системы, полученные в натурном эксперименте, а на рисунке 10 представлены результаты моделирования системы во временной области при близких параметрах.

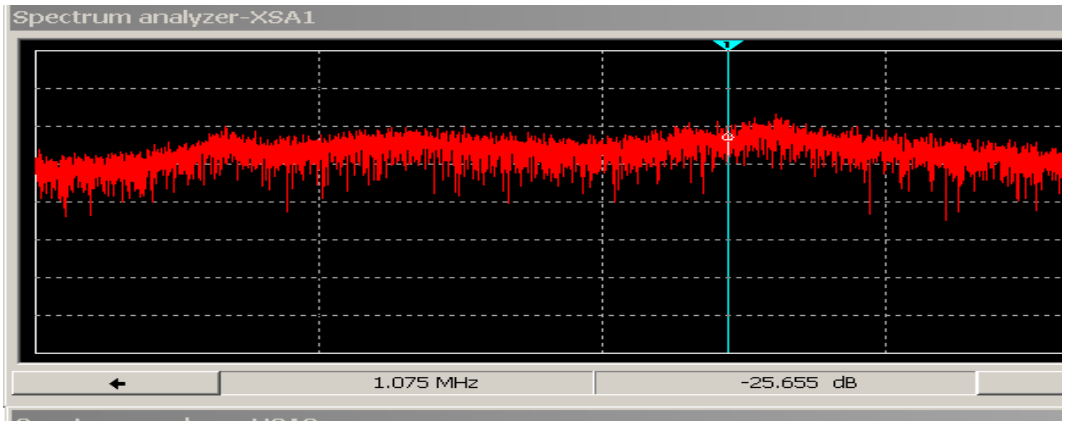


Рис. 8. Спектр хаотических колебаний на контуре автогенератора (моделирование); цена деления 20 дБ/деление; полоса обзора (0,3 – 1,6) МГц

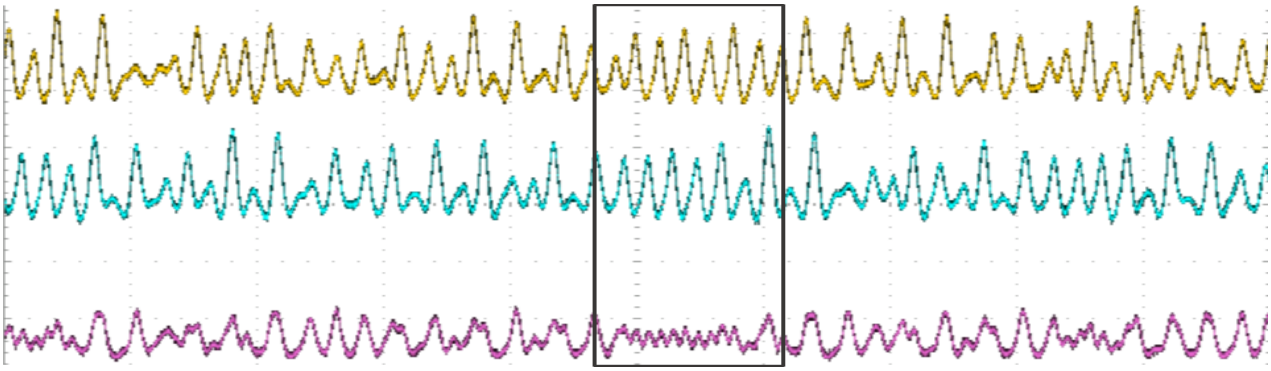


Рис. 9. Примеры временных реализаций хаотических колебаний на контуре автогенераторов (два верхних канала) и на общей нагрузке (нижний канал)

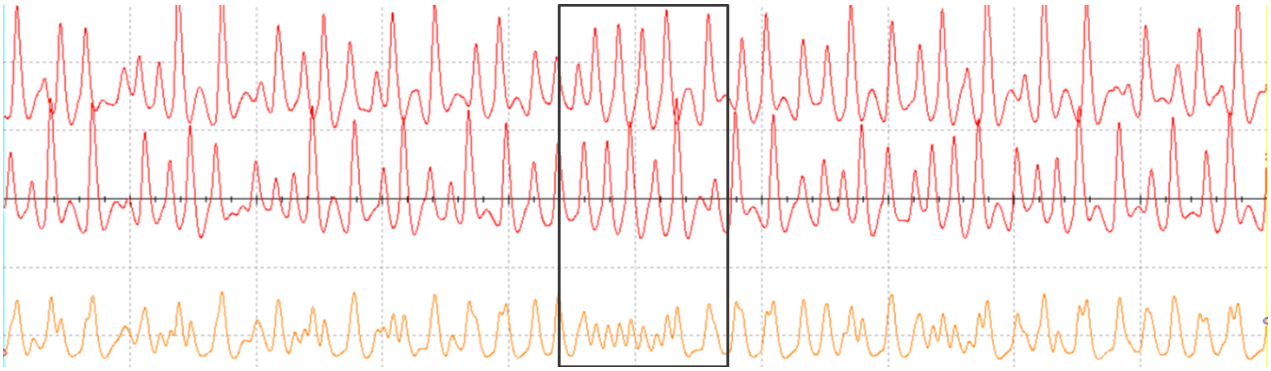


Рис. 10. Временные характеристики хаотических колебаний, полученные в результате моделирования системы

Можно сказать, что в целом на заданном временном интервале динамика хаотических колебаний подобна; на отдельных интервалах временной выборки (выделенных на рисунках 10-11) колебания могут почти совпадать.

Таким образом, в работе проведено экспериментальное исследование системы двух связанных автогенераторов в различных режимах. Продемонстрирована возможность разрушения когерентных режимов и перехода к режиму широкополосных хаотических колебаний. Исследовано влияние управляющих параметров на спектральные и временные характеристики колебаний. Проведено сопоставление экспериментальных результатов с результатами численного моделирования.

Библиографический список

1. Новиков С.С. Устойчивые и неустойчивые динамические процессы в автоколебательной системе с тремя степенями свободы / С.С. Новиков, В.С. Костерова // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. – 2022. – Т. 5, № 2. – С. 218-235.
2. Новиков С.С. Хаотические колебания в системе связанных автогенераторов с разрушением когерентности / С.С. Новиков, В.С. Костерова, Е.С. Морозов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2025. – № 5. – С. 236-237.
3. Кроновер Р.М. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории: пер. с англ. Т.Э. Кренкеля и А.Л.Соловейчика / Р.М. Кроновер ; под ред. Т.Э. Кренкеля. – М.: Постмаркет, 2000. – 352 с.
4. Костерова В. С. Верификация условий перехода системы связанных автогенераторов в режим динамического хаоса / В. С. Костерова, С. С. Новиков // Техника радиосвязи. – 2022. – № 4(55). – С. 108-117.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.61.29

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ НАБЛЮДАЕМЫХ ДАННЫХ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ АЛГОРИТМА MUSIC В ЗАДАЧЕ ОЦЕНИВАНИЯ НАПРАВЛЕНИЙ ПРИХОДА СИГНАЛОВ

Тон Куок Фонг, Е.С. Штрунова

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, tonquocphong@gmail.com, shtrunova.e.s@rsreu.ru

Аннотация. В работе представлен теоретический анализ алгоритма MUSIC для оценки направлений прихода сигналов на основе метода главных компонент при использовании L2-нормы и L1-нормы для разделения на сигнальное и шумовое подпространства. Проанализировано влияние среднего значения наблюдаемых данных на спектр собственных значений, форму пеленгационного рельефа и дисперсию оценки направлений прихода сигналов при использовании алгоритма MUSIC. Показано влияние количества выборок и отношения сигнал–шум на дисперсию оценки и условия, при которых алгоритм MUSIC асимптотически стремится к границе Крамера–Рао.

Ключевые слова: оценка направлений прихода сигналов, MUSIC, метод главных компонент, ковариационная матрица, неравенство Крамера–Рао, отношение сигнал–шум, линейная эквидистантная антенная решетка.

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF THE MEAN VALUE OF OBSERVED DATA ON THE EFFICIENCY OF THE MUSIC ALGORITHM IN THE PROBLEM OF ESTIMATING THE DIRECTIONS OF ARRIVAL OF SIGNAL

Ton Quoc Phong, E.S. Shtrunova

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, tonquocphong@gmail.com, shtrunova.e.s@rsreu.ru

The summary. The paper presents a theoretical analysis of the MUSIC algorithm for estimating the directions of arrival of signals based on the principal component method using the L2-norm and the L1-norm for separation into signal and noise subspaces. The influence of the mean value of the observed data on the spectrum of eigenvalues, the shape of the direction finding relief, and the dispersion of the estimation of the directions of arrival of signals when using the MUSIC algorithm is analyzed. The influence of the number of samples and the signal-to-noise ratio on the dispersion of the estimation and the conditions under which the MUSIC algorithm asymptotically approaches the Cramer–Rao bound is shown.

Keywords: direction-of-arrival estimation, MUSIC, principal component analysis, covariance matrix, Cramer–Rao Bound, signal-to-noise ratio, uniform linear array.

Оценка направлений прихода сигналов является одной из ключевых задач пространственной обработки сигналов в антенных решётках различной конфигурации, включая линейные эквидистантные линейные решетки (ЛЭАР) [1, 2]. Они широко применяется в радиотехнических системах различного назначения [3, 4]. В задаче оценивания направления при-

хода радиоизлучения особое место занимает алгоритмы, основанные на методах спектральном анализе, применяемых во многих практических задачах [5, 6].

Метод главных компонент при применении L1-нормы и L2-нормы в алгоритме MUSIC

Одним из наиболее известных последовательных алгоритмов является алгоритм классификации множественных сигналов MUSIC (англ. «multiple signal classification»), основанный на спектральном разложении корреляционной матрицы наблюдаемых данных с дальнейшим разделением матрицы собственных векторов на сигнальное и шумовое подпространства.

Классическая реализация алгоритма MUSIC опирается на применение метода главных компонент (англ. «Principal Component Analysis»), реализуемый через спектральное разложение выборочной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ [7, 8]. Первая главная компонента при применении L2-нормы определяется как решение задачи:

$$\max_{\mathbf{w}} \left(\mathbf{w}^{\mathrm{H}} \hat{\mathbf{R}} \mathbf{w} \right),$$

где $\mathbf{w} = \left[w_1, w_2, ..., w_M \right]$ – нормированный вектор, длина которого равна 1;

$(...)^{\mathrm{H}}$ – знак эрмитова сопряжения (транспонирование и комплексное сопряжение).

Применение L2-нормы к матрице $\hat{\mathbf{R}}$ в *M*-мерном векторном пространстве [7]:

$$\hat{\mathbf{R}} = \hat{\mathbf{U}} \hat{\mathbf{\Lambda}} \hat{\mathbf{U}}^{\mathrm{H}},$$

где $\hat{\mathbf{U}}$ – унитарная матрица, столбцами которой являются оценки собственных векторов $\hat{\mathbf{U}} = [\hat{\mathbf{U}}_0 \ \hat{\mathbf{U}}_1 ... \hat{\mathbf{U}}_{M-1}]$;

$\hat{\mathbf{\Lambda}}$ – диагональная матрица, элементами которой являются оценки собственных значений корреляционной матрицы.

Таким образом, собственные векторы, соответствующие наибольшим собственным значениям, определяют подпространство, в котором сосредоточена основная энергия сигнала [8]. Предполагая наличие *K* источников, матрица собственных векторов разложена на два ортогональных подпространства [9]:

$$\hat{\mathbf{U}} = [\hat{\mathbf{U}}_{\mathrm{s}} \ \hat{\mathbf{U}}_{\mathrm{n}}],$$

где $\hat{\mathbf{U}}_{\mathrm{s}}$ – сигнальное подпространство, соответствующее *K* наибольшим собственным значениям;

$\hat{\mathbf{U}}_{\mathrm{n}}$ – шумовое подпространство, соответствующее наименьшим собственным значениям.

Применение такого подхода обеспечивает асимптотически эффективные оценки при выполнении предположений о гауссовом аддитивном белом шуме и достаточном объёме выборки. Однако в практических условиях возможны отклонения от гауссовой модели шума, также ошибки оценивания корреляционной матрицы, что приводит к ошибкам оценивания собственных значений и, как следствие, к увеличению погрешности измерения направления прихода. В отличие от классического метода главных компонент, первая главная компонента при применении L1-нормы определяется как решение задачи максимизации суммы модулей проекций [10, 11]:

$$\max_{\sqrt{\mathbf{w}^{\mathrm{H}}\mathbf{w}}=1} \sum_{t=1}^{N} \left| \mathbf{w}^{\mathrm{H}} \mathbf{x}_t \right|,$$

где N – количество выборок.

На практике используются итерационные алгоритмы. Один из наиболее распространённых алгоритмов имеет следующий вид [11]:

$$\mathbf{w}^{(k+1)} = \frac{\sum_{t=1}^{N} \operatorname{sign}\left(\mathbf{w}^{(k)\mathrm{H}}\mathbf{x}_t\right)\mathbf{x}_t}{\left\|\sum_{t=1}^{N} \operatorname{sign}\left(\mathbf{w}^{(k)\mathrm{H}}\mathbf{x}_t\right)\mathbf{x}_t\right\|_2},$$

где $\|\cdot\|_2$ – евклидова норма (L2-норма) вектора;

sign (•) – функция, предсталяющая собой следующий вид: $\operatorname{sign}(z) = \begin{cases} 1, z > 0, \\ 0, z = 0, \\ -1, z < 0. \end{cases}$

На основе L1-нормы формируется сигнальное подпространство: $\hat{\mathbf{U}}_{\mathrm{s}}^{(\mathrm{L1})} = [\hat{\mathbf{w}}_1, \hat{\mathbf{w}}_2, ..., \hat{\mathbf{w}}_K]$, где $\hat{\mathbf{w}}_k$ – L1-главные компоненты, соответствующие максимальной проекционной вариации. Соответствующее шумовое подпространство определяется как ортогональное дополнение: $\hat{\mathbf{U}}_{\mathrm{n}}^{(\mathrm{L1})} \perp \hat{\mathbf{U}}_{\mathrm{s}}^{(\mathrm{L1})}$. Использование L1-нормы позволяет устранить ключевые ограничения L2-нормы, связанные с чувствительностью к выбросам и формировать сигнальные, шумовые подпространства в условиях негауссовых и импульсных помех. Однако это достигается ценой увеличения вычислительной сложности.

Влияние среднего значения входной реализации на погрешность оценивания направления прихода на основе алгоритма MUSIC

В большинстве теоретических моделей предполагается, что вектор наблюдений на входе ЛЭАР $\mathbf{x}_t$ имеет нулевое математическое ожидание $\overline{\mathbf{x}_t} = 0$. Однако в практических задачах это условие часто нарушается вследствие наличия детерминированных помех, аппаратных смещений приёмных трактов, ошибок калибровки или сильных постоянных компонент принимаемого сигнала. Ненулевое математическое ожидание вектора наблюдений оказывает существенное влияние на спектральные свойства матрицы второй статистики [5, 7].

При наличии ненулевого среднего корреляционная матрица может быть представлена в виде:

$$\mathbf{R}^{(\text{кор})} = \overline{\mathbf{x}_t}\,\overline{\mathbf{x}_t}^{\mathrm{H}} + \mathbf{R}^{(\text{ков})},$$

где первое слагаемое является детерминированной матрицей ранга один.

Его наличие приводит к появлению дополнительного доминирующего собственного значения, которое интерпретируется алгоритмом MUSIC как сигнальный источник. В результате нарушается корректное разделение сигнального и шумового подпространств, что приводит к возникновению ложных или смещённых пиков. Оценка ковариационной матрицы определяется как [12]:

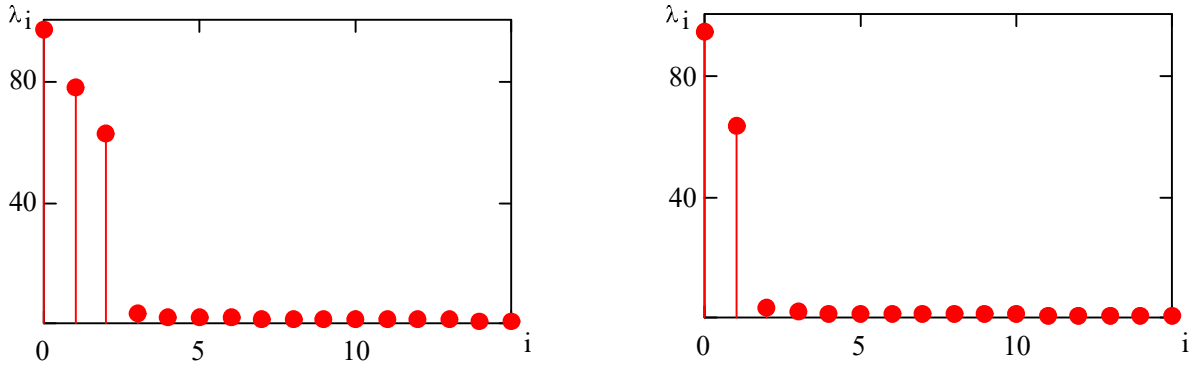
$$\hat{\mathbf{R}}^{(\text{ков})} = \frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N}\left(\mathbf{x}(t) - \overline{\mathbf{x}(t)}\right)\left(\mathbf{x}(t) - \overline{\mathbf{x}(t)}\right)^{\mathrm{H}}.$$

Имитационное моделирование проводилось при следующих условиях:

- объем выборки $N = 2^8$;
- количество элементов ЛЭАР $M = 16$;
- межэлементное расстояние $d = \lambda/2$;

- отношение сигнал/шум по мощности q = 10;
- количество экспериментов – 50.

На рисунке 1 представлены спектры собственных значений для двух источников с направлениями θ_1 = 15° и θ_2 = 25° при наличии ненулевого среднего.

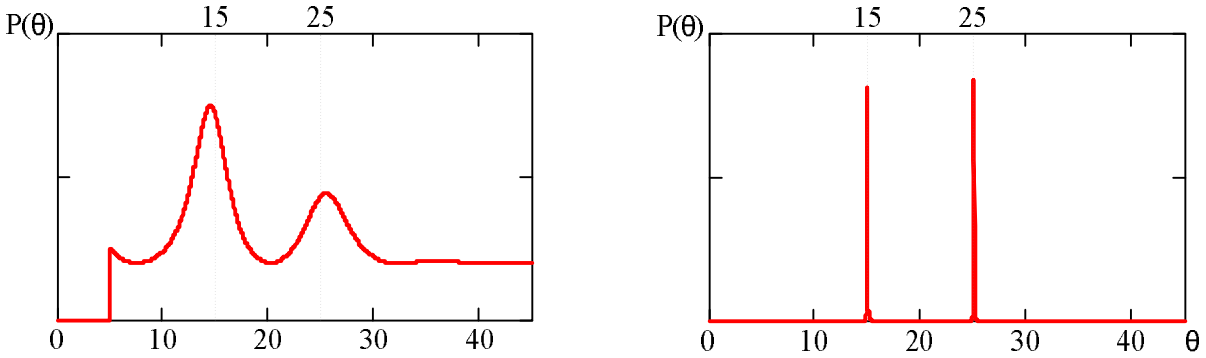


а) корреляционной матрицы б) ковариационной матрицы

Рис. 1. Спектр собственных значений 16-элементной ЛЭАР двух источников при наличии ненулевого среднего

При использовании корреляционной матрицы (рис. 1а) наблюдается появление дополнительного доминирующего собственного значения, которое интерпретируется алгоритмом MUSIC как сигнальный источник. При использовании ковариационной матрицы (рис. 1б) два наибольших собственных значения соответствуют двум реальным источникам.

На рисунке 2 приведены пеленгационные рельефы для случаев, показанных на рисунке 1. Видно, что использование оценки корреляционной матрицы приводит к расширению главных пиков и увеличению ошибки оценивания направления прихода сигналов. В случае использования оценки ковариационной матрицы погрешность не зависит от наличия постоянной компоненты.



а) при использовании корреляционной матрицы б) при использовании ковариационной матрицы

Рис. 2. Пеленгационные рельефы, полученные из алгоритма MUSIC

При анализе эффективности алгоритмов оценивания направления прихода радиоизлучения применяют теоретический эталон, определяющий предельно достижимую точность оценивания. В качестве такого эталона используется неравенство Крамера–Рао, которое задаёт нижнюю границу дисперсии любой несмещённой оценки параметров и позволяет оценить степень приближения к оптимальному статистическому пределу [13].

Пусть $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2, ..., \theta_K]^T$ – вектор направлений прихода сигналов, а $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ – их несмещённая оценка. Тогда ковариационная матрица оценки удовлетворяет неравенству [7]:

$$\mathbf{R}_{\text{e}}\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}\right) \geq \mathbf{J}^{-1}\left(\boldsymbol{\theta}\right),$$

где $\mathbf{R}_{\text{e}}$ – ковариационная матрица ошибок;

$\mathbf{J}$ – матрица информации Фишера, диагональные элементы матрицы $\mathbf{J}^{-1}$ определяют минимально возможную дисперсию оценки каждого угла.

При гауссовых наблюдениях элементы матрицы информации Фишера для параметров θ имеют вид [7]:

$$[\mathbf{J}_{\theta}]_{ij} = N \operatorname{tr}\left(\mathbf{R}^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}}{\partial \theta_i} \mathbf{R}^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}}{\partial \theta_j} \right),$$

где $\operatorname{tr}\left(\mathbf{A}\right) = \sum_i \mathbf{A}_{ii}$ – след матрицы.

Для анализа эффективности алгоритма MUSIC используется следующая интерпретация:

1) вычисляется теоретическая граница Крамера–Рао для заданных условий эксперимента;
2) оценивается дисперсия полученных оценок углов;
3) сравниваются полученные значения: если при увеличении количества выборок и отношения сигнал–шум дисперсия оценок стремится к границе Крамера–Рао, алгоритм считается асимптотически эффективным.

Для ЛЭАР направляющий вектор определяется следующим образом [14]:

$$\mathbf{A}_k\left(\theta_k\right) = [\mathrm{e}^{\mathrm{j}a_0}, ..., \mathrm{e}^{\mathrm{j}a_{M-1}}]^{\mathrm{T}},\ k = 1...K,$$

где $a_i = i\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta_k$ – фаза сигнала, пришедшего на i-й элемент ЛЭАР.

Производная направляющего вектора по углу:

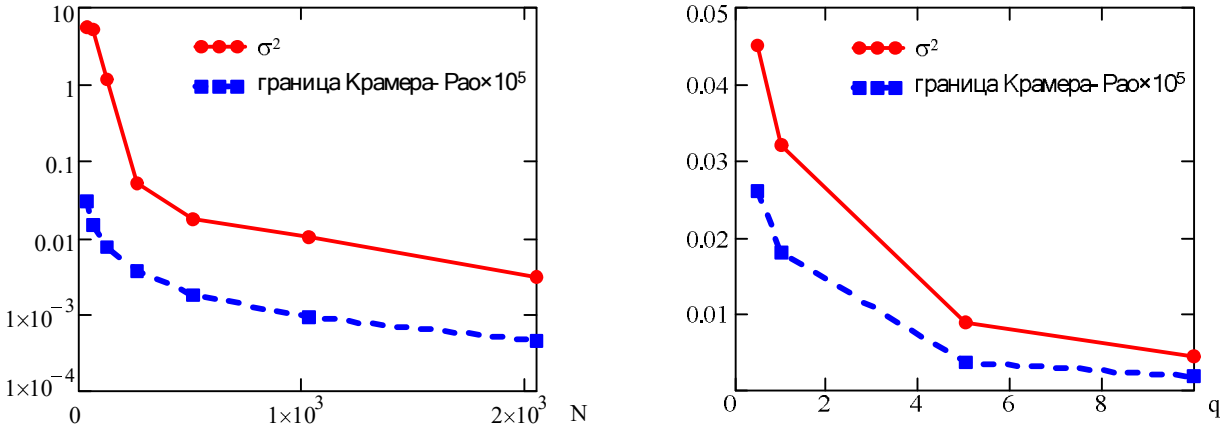
$$\frac{\partial \mathbf{A}_k\left(\theta_k\right)}{\partial \theta_k} = \mathrm{j}\frac{2\pi d}{\lambda}\cos\left(\theta_k\right)[\mathrm{e}^{\mathrm{j}a_0}, ..., \mathrm{e}^{\mathrm{j}a_{M-1}}]^{\mathrm{T}}.$$

Для ЛЭАР в [15] граница Крамера–Рао приближённо определяется:

$$\sigma^2_{\text{гр}}\left(\theta_k\right) \approx \frac{\sigma_n^2}{2N\, q_k \left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right)^2 \cos^2\left(\theta_k\right) \sum_{m=0}^{M-1} m^2}.$$

Из выражения следует, что дисперсия оценки уменьшается при увеличении: количества выборок, отношения сигнал–шум, апертуры решётки (через количество элементов ЛЭАР и межэлементное расстояние).

На рисунке 3 показаны зависимости дисперсии оценки направления прихода радиоизлучения и границы Крамера–Рао от количества выборок N и отношения сигнал–шум по мощности q.



а) $\sigma^2(N)$ и граница Крамера–Рао (N) б) $\sigma^2(q)$ и граница Крамера–Рао (q)

Рис. 3. Зависимости дисперсия оценок σ^2 и граница Крамера–Рао от количества выборок N и отношения сигнал–шум по мощности q

Результаты показывают, что при увеличении количества выборок и отношения сигнал–шум по мощности дисперсия оценки уменьшается и стремится к границе Крамера–Рао, что свидетельствует об асимптотической эффективности алгоритма MUSIC.

Библиографический список

1. Маврычев, Е.А. Пространственное сглаживание для оценивания параметров коррелированных сигналов в антенных подрешетках с частичной калибровкой // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева. – 2010. - №1. - С.20-27.

2. Савинков А.Ю., Тюленев С.И., Вереитин В.В. Моделирование алгоритма многосигнальной классификации для прямоугольной антенной решетки // Вестник Воронежского института МВД России. - 2021, №1. - С. 161-168.

3. Ратынский, М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках // М.: Радио и связь. - 2003. - 200 с.

4. Клочко, В.К., Кузнецов В.П., Ву Ба Хунг. Оценивание параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов // Вестник РГРТУ. - 2022, №80. - С. 12-23.

5. Андреев В.Г., Чан В.А. Параметрический спектральный анализ кусочно-стационарных радиотехнических сигналов с изменяющимися корреляционными свойствами // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. - 2023. - №83. - С.3-12.

6. Андреев В. Г., Жирков Е. А. Методы анализа световых отражений при лазерном зондировании атмосферы // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. - 2023. - № 85. С. 14–22.

7. Jolliffe, I.T. Principal Component Analysis // Springer. - 2002. - 488 с.

8. Bishop, C.M. Pattern Recognition and Machine Learning // Springer. - 2006. - 758 с.

9. Van Trees, H.L. Optimum Array Processing // Wiley-Interscience. - 2002. - 1470 с.

10. Nikias, C.L, Shao, M. Signal Processing with Alpha-Stable Distributions // Wiley. - 1995. - 183 с.

11. Ding, N., Yang, J. An Efficient Algorithm for L1-PCA // IEEE Signal Processing Letters. - 2011. - С. 1377-1380.

12. Андреев В.Г., Чан Н.Л., Белокуров В.А. Спектральный анализ зашумленных сигналов с гауссовской формой спектра // Сборник трудов международной научно-технической и научно-методической конференции СТНО, в 4 томах. РГРТУ. - 2016. - С. 67-70.

13. Rao, C.R. Linear Statistical Inference and Its Applications // Wiley. - 1973. - 618 с.

14. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / пер. с англ. под ред. В.А. Лексаченко. М.: Радио и связь. - 1986. - 446 с.

15. Stoica, P., Moses, R. Spectral Analysis of Signals // Pearson. - 2005. - 420 с.

УДК 656.052.16; ГРНТИ 47.49.31

МОДЕЛЬ ГЕНЕРАЦИИ СИГНАЛОВ АКСЕЛЕРОМЕТРА И ДУС. РАЗЛОЖЕНИЕ КАЖУЩЕГОСЯ УСКОРЕНИЯ И АНАЛИЗ ОШИБОК УПРОЩЕННЫХ МОДЕЛЕЙ

М.Ю. Рогачев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, maks.rogachev.94@mail.ru

Аннотация. В работе рассматривается модель для синтеза выходных сигналов инерциального измерительного блока (ИИБ) – акселерометра и датчиков угловой скорости в локальной системе координат север-вверх-восток, где ось X – направлена на север, ось Y – по вертикали вверх, ось Z – на восток. Модель строится на уравнениях механизации бесплатформенной инерциальной навигационной системы (БИНС) с учетом вращения Земли и летательного аппарата, формирующих компенсирующие составляющие кажущегося ускорения. Для перехода к связанной системе координат объекта используется матрица направляющих косинусов; ориентация интегрируется по уравнению Пуассона, а углы Эйлера-Крылова вычисляются как производные параметры для интерпретации результатов. Предложена методика численной обработки результатов, включающая разложение сигнала акселерометра на командную и компенсационную части, а также оценку ошибок, возникающих при упрощении модели. Проведено моделирование характерных маневров: разгон, набор высоты и координированный вираж с креном. Сформированы показатели эффективности, позволяющие количественно обосновать преимущества модели над упрощенными вариантами.

Ключевые слова: бесплатформенная инерциальная навигационная система (БИНС), акселерометр, датчик угловой скорости (ДУС), кажущееся ускорение, матрица направляющих косинусов, вираж, крен.

MODEL FOR GENERATING ACCELEROMETER AND GYROSCOPE SIGNALS. DECOMPOSITION OF APPARENT ACCELERATION AND ERROR ANALYSIS OF SIMPLIFIED MODELS

M.U. Rogachev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, maks.rogachev.94@mail.ru

Abstract. This paper presents a model for synthesizing the output signals of an inertial measurement unit (IMU), including an accelerometer and angular rate sensors, in the local North–Up–East coordinate frame, where the X-axis is directed northward, the Y-axis upward along the local vertical, and the Z-axis eastward. The model is based on the mechanization equations of a strapdown inertial navigation system (SINS), taking into account the rotation of both the Earth and the vehicle, which generate compensating components of apparent acceleration. Transformation to the body-fixed coordinate frame is performed using a direction cosine matrix; orientation is integrated via the Poisson kinematic equation, while the Euler–Krylov angles are computed as derived parameters for result interpretation. A numerical post-processing methodology is proposed, including decomposition of the accelerometer signal into commanded and compensatory components, as well as estimation of errors arising from model simplifications. Simulation of representative maneuvers—acceleration, climb, and coordinated turn with bank—is carried out. Performance metrics are formulated to quantitatively substantiate the advantages of the proposed model over simplified alternatives.

Keywords: strapdown inertial navigation system (SINS), accelerometer, angular rate sensor (gyroscope), apparent acceleration, direction cosine matrix, coordinated turn, bank angle.

Моделирование выходных сигналов ИИБ используется при разработке и верификации алгоритмов инерциальной навигации, оценке ошибок и проектировании фильтров. Практическая сложность заключается в том, что акселерометр измеряет не истинное ускорение движения объекта, а кажущееся ускорение, в которое входят вклад гравитации, кориолисовы и транспортные составляющие, связанные с вращением Земли и перемещением объекта по её поверхности. Ещё одна типовая причина ошибок – использование разных локальных систем координат. В данной работе рассматривается географическая система N–U–E, где оси на-

правлены: North (север), Up (вверх), East (восток), что соответствует нормальной географической системе и позволяет напрямую использовать выражения для проекций скоростей и кажущихся ускорений на оси OX, OY, OZ [1-3].

Рассматриваются две системы координат: географическая (рисунок 1) и связанная.

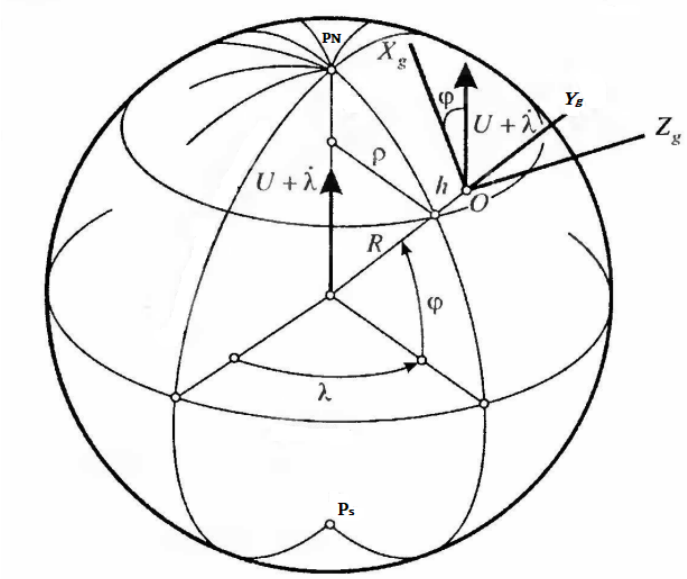


Рис. 1. Географическая система координат N-U-E

Переход между системами задается матрицей направляющих косинусов. Взаимосвязь географической и связанной систем координат показаны на рисунке 2.

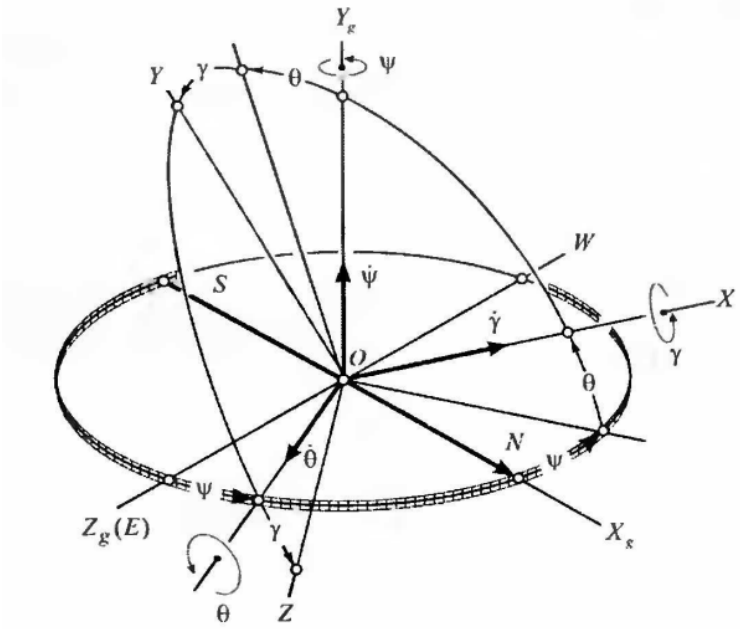


Рис. 2. Взаимное положение связанной и географической систем координат

Скорости формируются интегрированием ускорений, а координаты точки (широта φ, долгота λ, высота h) определяются интегрированием скоростей. Выход акселерометра – это кажущееся ускорение. В географической системе оно задается выражением (1), в котором

показано, что измеряемая величина состоит из истинных производных скорости и компенсационных членов.

$$f^n = \dot{V}^n + \left(2\,\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n\right) \times V^n - g^n, \tag{1}$$

где f^n – то, что видит идеальный акселерометр;

V^n – производная вектора скорости;

ω_{ie}^n – угловая скорость вращения Земли;

ω_{en}^n – угловая скорость объекта;

g^n – проекция ускорения свободного падения на ось Y.

В работе были рассмотрены три последовательных маневра: разгон вдоль оси X, набор высоты вдоль оси Y и вираж с креном в горизонтальной плоскости.

Разгон задается трапецеидальной формой при $a_Y = a_Z = 0$. Значение ускорения варьируется от 0 до 5 м/с^2. Набор высоты разделен на две половины (в первой половине объект ускоряется), что обеспечивает скорость по оси Y примерно равную нулю. Вираж реализуется как координированный поворот: задается профиль крена. Скорость изменения курса определяется соотношением (2).

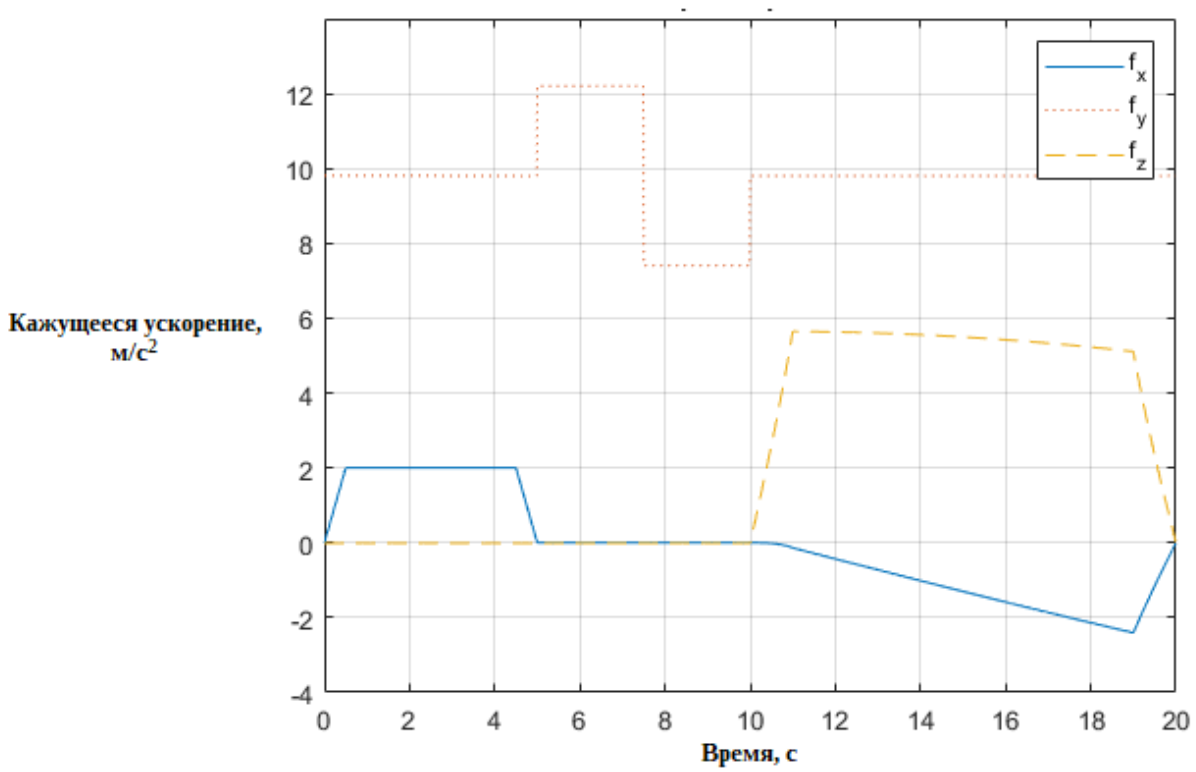
$$V_h = \sqrt{v_X^2 + v_Z^2}. \tag{2}$$

Чтобы обеспечить центростремительное ускорение в горизонтальной плоскости, задаются ускорения. Таким образом, вираж не требует внешнего задания скоростей по осям X и Z – они формируются автоматически по текущей скорости. Исходные данные моделирования приведены в таблице 1.

Таблица 1. Исходные данные

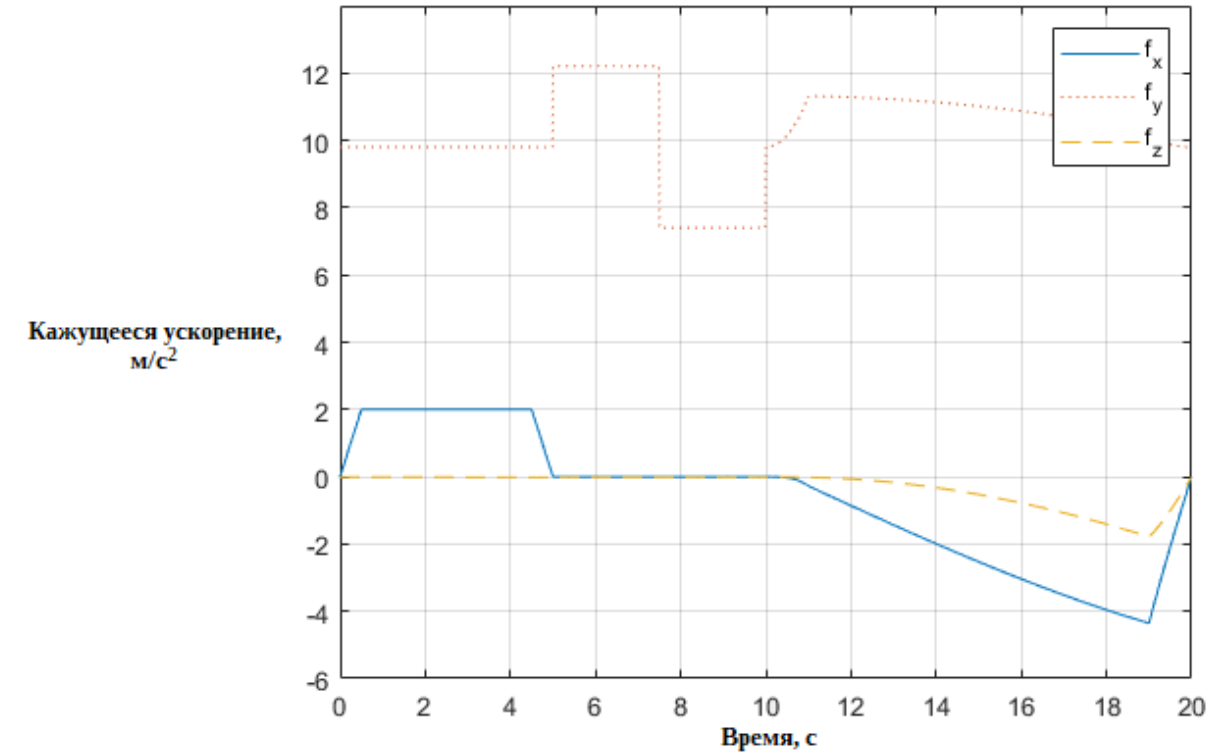
Величина	Значение
Широта, град	55
Долгота, град	37
Высота, м	1000
Начальная скорость по оси X, м/с	100
Скорость вращения Земли, рад/с	$7.292115 \cdot 10^{-5}$
Шаг интегрирования, с	0.01

Кажущиеся ускорения в географической и связанной системе координат и изменение углов Эйлера-Крылова представлены на рисунках 3, 4 и 5.



fx, fy, fz – кажущиеся ускорения.

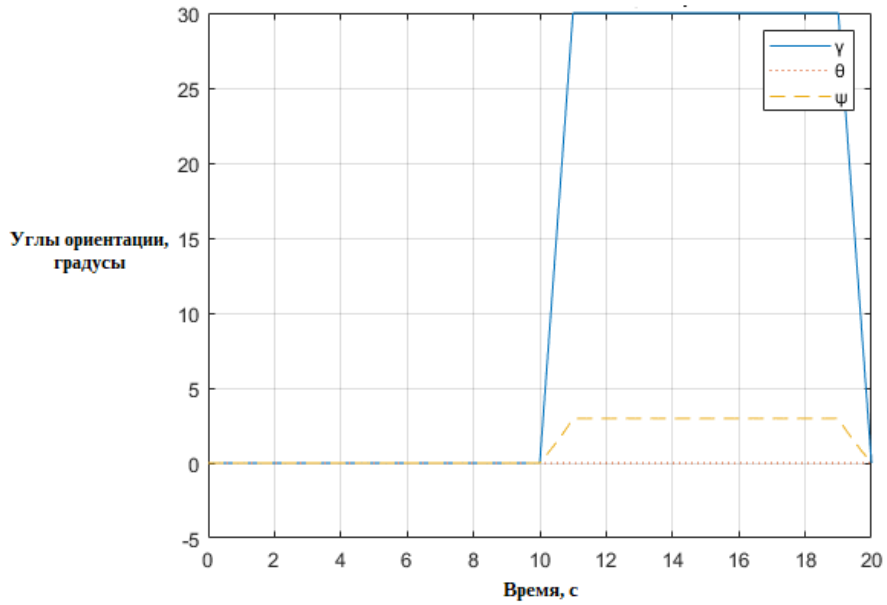
Рис. 3. Кажущееся ускорение в географической системе координат



fx, fy, fz – кажущиеся ускорения.

Рис. 4. Кажущееся ускорение в связанной системе координат

На рисунках 3 и 4 видно, что кажущееся ускорение объекта изменяется в соответствии с заданными маневрами.



γ, θ, ψ – углы ориентации.

Рис. 5. Изменение углов ориентации

На рисунке 5 можно увидеть, что углы ориентации изменяются в соответствии с заданными маневрами.

Для оценки выполняемых маневров было посчитано среднеквадратичное отклонение ускорения объекта при выполнении каждого маневра. Результаты расчета приведены в таблице 2.

Таблица 2. Среднеквадратичные отклонения ускорения при выполнении маневров

Маневр	Среднеквадратичное отклонение	Максимальное отклонение
Разгон	0.0130	0.0132
Набор высоты	0.0120	0.0121
Вираж	0.0126	0.0142
Разгон + набор высоты	0.0130	0.0132
Разгон + вираж	0.0136	0.0154
Набор высоты + вираж	0.0125	0.0142
Разгон + набор высоты + вираж	0.0135	0.0154

Видно, что при всех трех маневрах, максимальное отклонение больше на 0,0022 м/с^2 чем разгон и на 0,0033 м/с^2 чем набор высоты. При этом видно, что вираж имеет самые большие отклонения, а набор высоты самые малые.

Таким образом, данная модель синтеза выходных сигналов акселерометра и датчиков угловой скорости, содержащая компенсационные члены кажущегося ускорения, позволяет количественно оценивать вклад этих членов при различных маневрах.

Библиографический список

1. Матвеев В.В., Распопов В.Я. Основы построения бесплатформенных инерциальных навигационных систем. – Санкт-Петербург: ГНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2009. – 280 с.

2. Wen Zhang, Mounir Ghogho, Baolun Yuan. Mathematical Model and Matlab Simulation of Strapdown Inertial Navigation System, Hindawi Publishing Corporation, 2012 – 25 p.

3. Titterton D.H., Weston J.L. Strapdown Inertial Navigation Technology, Institution of Engineering and Technology, Stevenage, UK, 2004.

УДК 621.376; ГРНТИ 47.47.00

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОБЕЛЯЮЩЕЙ ФИЛЬТРАЦИИ НА ОСНОВЕ ПСЕВДООБРАТНОЙ МАТРИЦЫ МУРА – ПЕНРОУЗА

М.Д. Жилинский, В.Г. Андреев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, maksim.zilinskij@mail.ru; andrejev.v.g@rsreu.ru

Аннотация. Рассмотрен метод обработки радиолокационного сигнала, основанный на алгоритме обращения переопределенной автокорреляционной матрицы мешающего процесса, у которого учитываются старшие коэффициенты автокорреляции при псевдообращении автокорреляционной матрицы для вычисления весовых коэффициентов обеляющего фильтра. Предлагаемый метод сравнивается с известным по критерию равномерности спектра сигнала на выходе системы обработки, а также производится анализ предлагаемого метода по критерию выбора оптимальной глубины переопределенности системы уравнений для минимизации меры Фробениуса. В заключение приведены демонстрационные рисунки и сделан вывод по эффективности разработанной методики. В частности, показано, что использование предлагаемого метода даёт возможность повысить на 1-3 дБ коэффициент подавления помех.

Ключевые слова: радиотехнический сигнал, обеляющий фильтр, коррелированные помехи, псевдообратная матрица Мура – Пенроуза, мера Фробениуса.

IMPROVING THE EFFECTIVENESS OF DEEP FIRING FILTRATION BASED ON THE MOORE – PENROSE PSEUDO-INVERSE MATRIX

M.D. ZHilinsky, V.G. Andrejev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, maksim.zilinskij@mail.ru

Abstract. This paper examines a radar signal processing method based on an algorithm for inverting the overdetermined autocorrelation matrix of an interfering process. This algorithm takes into account the highest-order autocorrelation coefficients during pseudo-inversion of the autocorrelation matrix to calculate the weighting coefficients of a whitening filter. The proposed method is compared with a known method based on the criterion for the uniformity of the signal spectrum at the processing system output. An analysis of the proposed method is also performed using the criterion for selecting the optimal overdetermination depth for the system of equations for minimizing the Frobenius measure. In conclusion, demonstration figures are provided and a conclusion is drawn regarding the effectiveness of the developed method. In particular, it is shown that the use of the proposed method makes it possible to increase the interference suppression coefficient by 1…3 dB.

Keywords: radio signal, prewhitening filter, clutters, Moore – Penrose pseudo-inverse matrix, Frobenius measure.

В радиотехнике цифровая фильтрация применяется для подавления коррелированных помех, которые, действуя на радиосистему, могут снижать эффективность её функционирования по нескольким причинам:

• из-за превышения мощности коррелированной помехи в смеси шума и полезного сигнала происходит его маскировка;

• большая мощность коррелированной помехи может привести к перегрузке приемного тракта и подавлению полезных сигналов [1].

Пусть сигнал **x** на входе радиоустройства, представляет собой комплексный вектор, который, в общем случае, представляет собой аддитивную смесь:

$$\mathbf{x} = \delta\mathbf{s} + \mathbf{c} + \mathbf{n},$$

где **s** – комплексный полезный сигнал;

c – коррелированная помеха;

n – белый гауссовский шум; δ – оператор, отражающий истинность гипотезы о наличии (H_1) или отсутствии (H_0) полезного сигнала **s**.

Задача подавления коррелированной помехи **c** вытекает из проблемы синтеза обнаружителя серии информативных отсчётов **s** на фоне коррелированных гауссовских помех **c** и шумов **n**. Такой обнаружитель имеет двухступенчатую структуру, состоящую из последовательно соединенных фильтра декорреляции помехи (обеляющий фильтр) и согласованного фильтра для обнаружения полезного сигнала на фоне помехи с равномерным спектром (белого шума) [1].

Вектором **w** коэффициентов w_j (j=0, 1, … q) импульсной характеристики нерекурсивного обеляющего фильтра (ОФ) порядка q является крайний левый вектор-столбец матрицы, обратной к автокорреляционной (q+1)×(q+1)-мерной матрице **R** помех **c** и шумов **n**. После нахождения коэффициентов w_j ОФ производится обработка входной последовательности **x** в скользящем окне для обеления мешающих компонент.

Применение обеляющего фильтра небольшого порядка q = 2…6 позволяет эффективно бороться с мешающими процессами, содержащими несколько (1…5) спектральных мод. Однако, обработка коррелированного процесса с помощью фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр) предполагает конечную связность мешающей коррелированной компоненты, в то время как помеха представляет собой, как правило, многосвязный марковский процесс, чья связность, в общем случае, неизвестна. Поэтому необходимо увеличивать порядок q фильтра, что нежелательно из-за потери части отсчетов на переходный процесс, что негативно сказывается на эффективности дальнейшей согласованной фильтрации выходного сигнала ОФ.

Предлагается использовать метод расчета вектора **w** импульсной характеристики ОФ с учетом старших коэффициентов автокорреляции мешающего процесса путем переопределения системы линейных уравнений на величину C. Метод основан на предположении, что для прямоугольной матрицы $\mathbf{R}_{\text{мп}}$ размерами (q+C+1)×(q+1) существует псевдообратная матрица $\mathbf{R}_{\text{мп}}{}^{+}$, для которой справедливо выражение [2]:

$$\mathbf{R}_{\text{мп}}{}^{+} = (\mathbf{R}_{\text{мп}}{}^{\text{H}}\,\mathbf{R}_{\text{мп}})^{-1}\,\mathbf{R}_{\text{мп}}{}^{\text{H}},$$

где $^{\text{H}}$ – знак эрмитова сопряжения. Соответственно, вектор $\mathbf{w}_{\text{мп}} = [w_{\text{мп}j}]$ (j=0, 1, … q) коэффициентов импульсной характеристики представляет собой крайний левый вектор столбец матрицы $\mathbf{R}_{\text{мп}}{}^{+}$:

$$\mathbf{w}_{\text{мп}} = \mathbf{R}_{\text{мп}}{}^{+}\,\mathbf{i} = [(\mathbf{R}_{\text{мп}}{}^{\text{H}}\,\mathbf{R}_{\text{мп}})^{-1}\,\mathbf{R}_{\text{мп}}{}^{\text{H}}]\,\mathbf{i}, \qquad (1)$$

где **i** — крайний левый (q+C+1)-мерный вектор-столбец единичной матрицы.

Для моделирования помех применялась авторегрессионная модель, которая описывает отражения N радиоимпульсов от подстилающей поверхности и гидрометеора (количество спектральных мод, таким образом, равно 2, их мощности P приняты равными). Авторегрессионная модель имитирует многосвязный марковский мешающий процесс [3]. Его параметры представлены в таблице 1, мощность некоррелированного гауссовского шума **n** с нулевым средним обозначена $P_{\text{п}}$. Результатом моделирования являлась дискретная последовательность **x**=[x_n], представляющая собой массив данных x_n, где n=0…N−1 с периодом T дискретизации [4]. Количество N импульсов в пачке при этом выбрано равным 128, а величина относительной мощность $P_{\text{п}}$ шума составляет 10^{-3}.

Таблица 1. Параметры коррелированных помех

Номер моды i	1	2
Относительная ширина $\Delta F_i T$ спектра моды	0,05	0,1
Относительная скорость $f_i T$ моды	0	0,4
Относительная P мощность отражений	1	

Автокорреляционная матрица $\mathbf{R}_{\text{с}}$ коррелированного мешающего процесса в силу независимости её компонент, отвечающих за отдельные моды, представляет собой аддитивную

сумму матриц $\mathbf{R}_{ci}$, описывающих отдельные компоненты энергетического спектра мешающего процесса с гауссовскими спектральными огибающими:

$$\mathbf{R}_{\text{с}}=\sum_{i=1}^{2}\mathbf{R}_{\text{с}_i}.$$

Для описания воздействия некоррелированной мешающей компоненты, для которой принята модель белого гауссовского процесса, к элементам матрицы $\mathbf{R}_{\text{с}}$, лежащим на её главной диагонали, добавляется шумовая компонента с мощностью $P_{\text{п}}$:

$$\mathbf{R}=\mathbf{R}_{\text{с}}+P_{\text{п}}\,\mathbf{I},$$

где **R** – автокорреляционная матрица мешающего процесса, а **I** – единичная матрица. Нормированная периодограммная оценка энергетического спектра $S(fT)$ сформированного процесса **x** с автокорреляционной матрицей **R** (для гипотезы H_0) приведена на рисунке 1, fT — относительная частота.

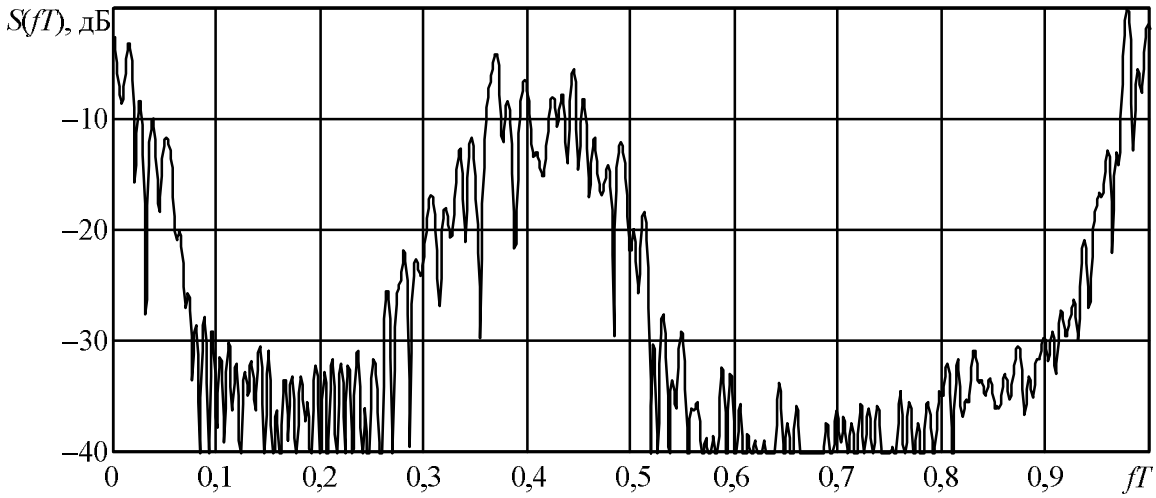


Рис. 1. Периодограммная оценка энергетического спектра $S(fT)$ моделируемого авторегрессионного процесса **x**

На рисунке 2, помимо нормированной периодограммной оценки $S(fT)$ спектра процесса **x**, поступающего на вход фильтров обеления, изображены их нормированные квадраты амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) для известного обеляющего фильтра (пунктирная линия), чей вектор **w** импульсной характеристики вычислен путем обращения матрицы **R**, и предлагаемого фильтра (штрихпунктирная линия), вектор весовых коэффициентов $\mathbf{w}_{\text{мп}}$ которого рассчитан по формуле (1). Порядок q фильтра в этом эксперименте был выбран равным 5, а величина переопределенности C составила 6.

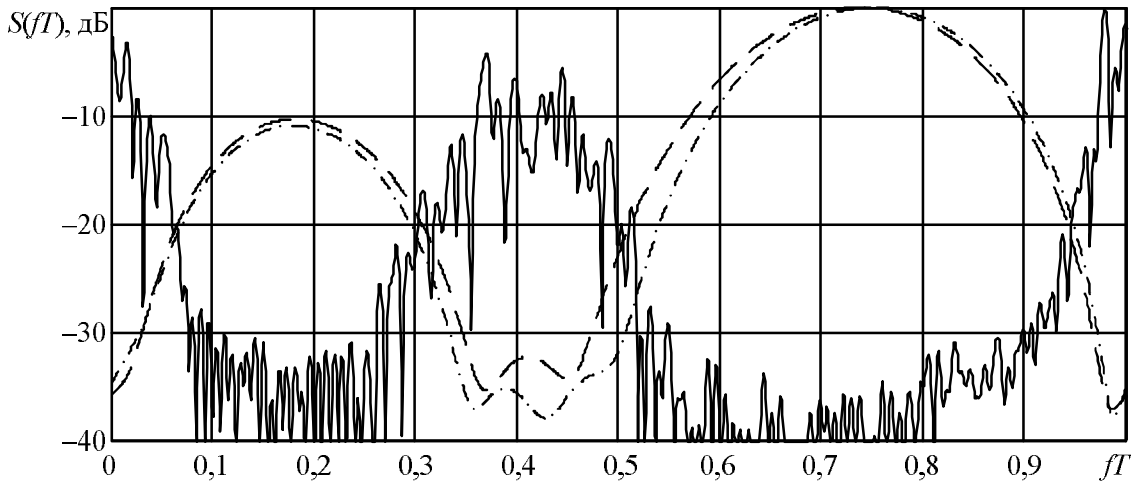


Рис. 2. Спектральные характеристики ОФ и сигнала **x** на их входе

Как видно из рисунка 2, нули передаточной функции предлагаемого фильтра образуют несколько более глубокие провалы (на 1…3 дБ глубже, чем у известного фильтра) в АЧХ в месте присутствия второй мешающей компоненты, соответствующей отражениям от гидрометеора, нежели чем при известной фильтрации, к тому же зона подавления по сравнению с известным ОФ несколько расширилась, что говорит об улучшении подавления коррелированных составляющих помехи при учете дополнительных старших коэффициентов корреляции.

Отметим, что из-за вышеописанной особенности АЧХ предлагаемого ОФ спектр процесса на его выходе будет также несколько отличен от спектра сигнала с выхода известного обеляющего фильтра. Таким образом, учет старших коэффициентов корреляции сопровождается дополнительными спектральными искажениями и сужением полосы пропускания информационного (полезного) сигнала. Графики спектров процессов с выходов обеляющих фильтров приведены на рисунке 3. Для известного ОФ спектр показан сплошной линией, а для предлагаемого – сплошной бледной линией.

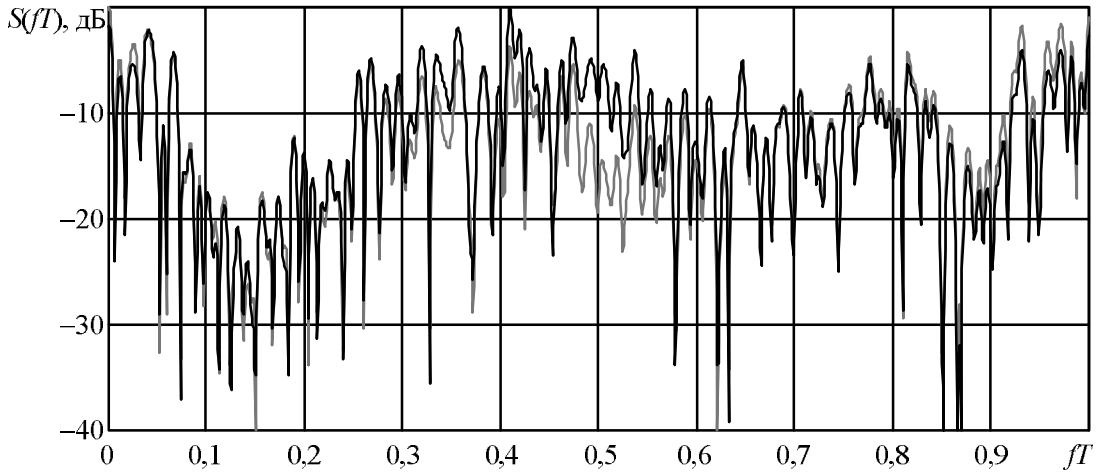


Рис. 3. Спектры «выбеленных» процессов
с выходов известного и предлагаемого ОФ

Исходя из того, что переопределение системы уравнений может создавать дополнительные спектральные искажения, становится актуальной задача оптимизация параметра C переопределенности системы для фильтров различных порядков q. Оптимизизация проводится по критерию минимума меры Фробениуса E(C), показывающей, насколько сильно процесс с выхода ОФ отличается от белого шума. Мера Фробениуса представляет собой

сумму $N-1$ нормированных к дисперсии коэффициентов автокорреляции процесса на выходе обеляющего фильтра.

Графики зависимостей E(C) для различных порядков q обеляющего фильтра показаны на рисунке 4. На нём зависимость для ОФ порядка $q = 2$ показана сплошной тонкой линией, для $q = 3$ – сплошной жирной линией, для $q = 4$ – тонкой пунктирной линией, для $q = 5$ – пунктирной жирной линией, для $q = 6$ – штрихпунктирной тонкой линией.

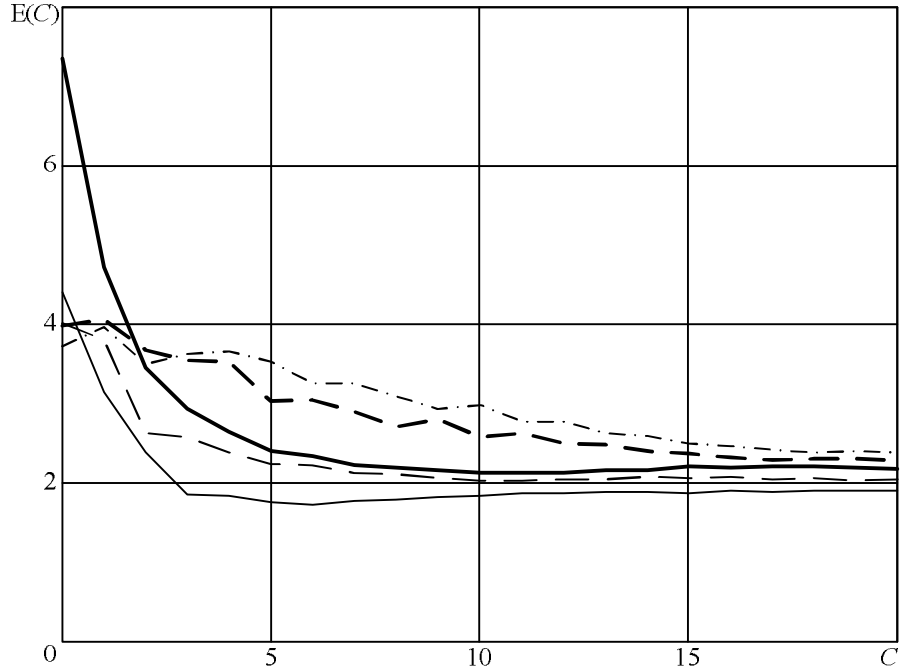


Рис. 4. Зависимости меры Фробениуса E от величины переопределенности C для различных порядков q ОФ

Как видно из рисунка 4, оптимальная величина C для ОФ порядка $q = 2$ составляет приблизительно 5…7, а для ОФ порядков $q = 3…4$ оптимальное значение C лежит в диапазоне 10…13, для ОФ порядка $q \geq 5$ величина $C > 20$.

Таким образом, предлагаемый алгоритм (1) расчета коэффициентов обеляющего фильтра по сравнению с известными методами расчета коэффициентов ОФ обеспечивает за счет учета C старших коэффициентов автокорреляции улучшение подавления коррелированных составляющих на 1 - 3 дБ по сравнению с известным обеляющим фильтром, при этом имеет место некоторое сужение полосы прозрачности для полезного сигнала **s**. При решении задачи оптимизации глубины C переопределенности установлено, что при увеличении порядка q фильтра целесообразно наращивать величину C (см. рисунок 4) для лучшего приближения выходного процесса ОФ к белому шуму. Недостатком предлагаемого метода (1) является то, что для получения весового вектора $\mathbf{w}_{\text{мп}}$ необходимы значительные вычислительные затраты, многократно превышающие объем вычислений, затрачиваемых на обращение матрицы размера $(q+1)\times(q+1)$ для получения вектора **w** импульсной характеристики известного обеляющего фильтра.

Библиографический список

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. М.: Радиотехника, 2007. 376 с.

2. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. М.: Наука, 1988. 552 с.

3. Казаков В.А. Введение в теорию марковских процессов и некоторые радиотехнические задачи. М.: Сов. радио, 1973. 232 с.

4. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.41.31

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СТАНЦИЯМИ ОБСЛУЖИВАНИЯ ВОЗДУШНОГО ДВИЖЕНИЯ

А.С. Пелевин, Ж.Ю. Кочетова, О.Д. Гизатуллов

Военно-учебный научный центр Военно-воздушных сил
«Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
Российская Федерация, Воронеж, zk_vva@mail.ru

Аннотация. Построена физико-математическая модель для оценки влияния высоты полета на максимальную дальность обнаружения ударных БПЛА диспетчерской радиолокационной станцией обслуживания воздушного движения. В основе лежит модифицированное уравнение дальности, дополненное моделью учета пассивных помех от подстилающей поверхности и алгоритмом расчета обобщенного отношения «сигнал/(шум+помеха)». Для проверки адекватности построенной модели проведены расчеты для целей с известными характеристиками обнаружения – истребителя и малого разведывательного БПЛА (ЭПР 15 и 0,01 м^2 соответственно). Установлено, что для ударного БПЛА (ЭПР 0,3 м^2) на высотах менее 100 м дальность уверенного обнаружения не превышает 2 км, при полете на 2000–3000 м она возрастает до 20–30 км. Построены детальные зависимости и двумерная матрица вероятности обнаружения в координатах «дальность-высота». Результаты исследования обосновывают необходимость модернизации парка обзорных РЛС дециметрового диапазона путем внедрения когерентных режимов работы с селекцией движущихся целей и применения сложных зондирующих сигналов для подавления пассивных помех.
Ключевые слова: радиолокационная станция, малоразмерный БПЛА, дальность обнаружения, эффективная площадь рассеяния, пассивные помехи.

INVESTIGATION OF THE POSSIBILITY OF DETECTING SMALL-SIZED UNMANNED AERIAL VEHICLES BY RADAR STATIONS FOR AIR TRAFFIC SERVICES

A.S. Pelevin, Zh.Yu. Kochetova, O.D. Gizatullov

Military Educational and Scientific Center of the Air Force «Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin»,
Russia, Voronezh, zk_vva@mail.ru

The summary. A physico-mathematical model has been constructed to assess the effect of flight altitude on the maximum detection range of attack UAVs by an air traffic control radar station. It is based on a modified range equation supplemented by a model for accounting for passive interference from the underlying surface and an algorithm for calculating the generalized signal/(noise+interference) ratio. To verify the adequacy of the constructed model, calculations were carried out for targets with known detection characteristics – a fighter and a small reconnaissance UAV (EPR 15 and 0,01 m^2, respectively). It has been established that for an attack UAV (EPR 0,3 m^2) at altitudes less than 100 m, the range of confident detection does not exceed 2 km; when flying at 2000-3000 m, it increases to 20–30 km. Detailed dependencies and a two-dimensional matrix of detection probability in range-altitude coordinates are constructed. The results of the study substantiate the need to modernize the fleet of decimeter-range surveillance radars by introducing coherent modes of operation with the selection of moving targets and the use of complex probing signals to suppress passive interference.
Keywords: radar station, small-sized UAV, detection range, effective scattering area, passive interference.

В соответствии с Приложением 10 к Конвенции о международной гражданской авиации «Авиационная электросвязь» аэродромные радиолокаторы ОВД (диспетчерские РЛС) должны обнаруживать воздушные суда с эффективной поверхностью рассеяния не менее 15 м², находящиеся в зоне прямой видимости (из точки расположения антенны) в пределах пространства, охватывающего вращением на 360° вокруг вертикальной оси. Международная организация гражданской авиации рекомендует увеличивать зону обнаружения.

Современные вызовы безопасности, связанные с распространением малоразмерных беспилотных летательных аппаратов, требуют переоценки возможностей существующих систем контроля воздушного пространства [1]. Основным средством контроля являются радиолокационные станции обзора. В основном эти станции метрового и дециметрового диапазонов были разработаны несколько десятилетий назад. Их конструкция и принцип работы оптимизированы для целей с большой эффективной площадью рассеяния, измеряемые единицами и десятками $м^2$ [2]. Малоразмерные БПЛА, изготовленные из композитных материалов, характеризуются меньшей ЭПР на 3–4 порядка. Кроме того, БПЛА способны выполнять полеты в широком диапазоне высот – от 50 м до 18 км [3]. На предельно малых высотах радиолокационный сигнал от цели оказывается на фоне интенсивных отражений от земной поверхности. Низкая радиальная скорость таких объектов дополнительно осложняет их выделение с помощью традиционных методов селекции [4].

Возникает противоречие между тактико-техническими характеристиками обзорных (дспетчерских) РЛС и требованиями к обнаружению современных малоразмерных целей. Открытые источники литературы, посвященные поиску возможностей обнаружения БПЛА традиционными РЛС, обычно содержат или энергетические расчеты дальности обнаружения по отношению сигнал/шум, или анализ помеховой обстановки для фиксированных низких высот [5–7]. Комплексный анализ, учитывающий совместное влияние высоты полета на энергетику радиолокационного сигнала и уровень пассивных помех, практически отсутствует. Цель исследования – комплексная оценка возможности обнаружения малоразмерных БПЛА типовой диспетчерской РЛС с учетом зависимости мощности отраженного сигнала и уровня пассивных помех от пространственного положения цели.

Материалы и методы

В качестве объекта исследования выбрана типовая РЛС кругового обзора с тактико-техническими характеристиками, заданными нормами ИКАО (таблица 1.) Рассматриваются три класса воздушных целей с различными характеристиками (таблица 2).

Таблица 1. Тактико-технические характеристики РЛС кругового обзора [8]

Параметр	Обозначение	Значение	Единица измерения	Примечание
Импульсная мощность передатчика	$P_и$	200	кВт	Пиковое значение
Коэффициент усиления антенны	G	$10^{(29,5/10)} \approx 891$	-	-
Рабочая частота	f	859	МГц	Дециметровый диапазон
Длина волны	$\lambda = c/f$	0,35	м	При $c = 3 \cdot 10^8$ м/с
Ширина диаграммы направленности в азимуте	$\theta_{азим}$	1,5 0,02618	градусы радианы	≈ 0,0262 рад
Длительность зондирующего импульса	$\tau_и$	2,4	мкс	-
Разрешающая способность по дальности	$\Delta R = c\tau_и/2$	360	м	-
Коэффициент шума приемника	$F_ш$	6,5	дБ	-
Линейный коэффициент	$F=10^{(Fш/10)}$	≈ 4,47	-	-
Полоса пропускания приемника	B	1,45	МГц	Обратно длительности импульса
Суммарные системные потери	L_c	17	дБ	-
Линейный коэффициент	$L=10^{(17/10)}$	≈ 50,1	-	-
Количество накапливаемых импульсов	N	30	-	Диспетчерский режим
Высота подъема антенны	$H_{рлс}$	10	м	На возвышении

Таблица 2. Параметры воздушных целей

Класс цели	Обозначение	ЭПР, σ (м²)	ЭПР (дБ·м^2)	Диапазон высот моделирования, Н (м)	Некоторые представители
Малоразмерный разведывательный БПЛА	$\sigma_м$	0,01	–30	50–3000	DJI Phantom
Ударный БПЛА	$\sigma_у$	0,3	–5,2	50–3000	«Лютый», Bayraktar
Истребитель	$\sigma_и$	15	+11,8 дБ	1000–3000	МиГ-31, СУ-27, F-15

При моделировании принимали следующие параметры окружающей среды: удельная эффективная площадь рассеяния (УЭПР) подстилающей поверхности для лесистой местности в дециметровом диапазоне σ^0=0,03 м²/м² (-15 дБ); коэффициент атмосферного затухания α=0,02 дБ/км = 2,3026·10^{-6} Нп/м (условия ясной погоды).

Отношение сигнал/шум (ОСШ) на входе приемника радиолокационной станции с учетом накопления N импульсов определяется основным уравнением радиолокации [9]:

$$q(R,\sigma) = \frac{P_и \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma \cdot N \cdot A(R)}{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot k \cdot T_0 \cdot B \cdot F \cdot L}, \quad (1)$$

где $q(R, \sigma)$ – отношение сигнал/шум в линейных единицах с учетом накопления;
R – наклонная дальность до цели (м);
σ – ЭПР цели (м²);
k=1,38·10^{-23} Дж/К – постоянная Больцмана;
T_0=290 К – стандартная температура шума;
F – коэффициент шума приемника в линейных ед.;
$A(R)$=e$^{(-2\alpha R)}$ – множитель, учитывающий затухание в атмосфере (α=2,3026·10^{-6} Нп/м).

В децибелах отношение сигнал/шум (ОСШ) выражается как

$$q_{дБ}(R, \sigma) = 10 \cdot \lg q(R, \sigma). \quad (2)$$

Наклонная дальность R связана с горизонтальной дальностью D и высотой цели H соотношением:

$$R = \sqrt{D^2 + (H - H_{рлс})^2}. \quad (3)$$

При обнаружении низколетящих целей существенное влияние оказывают отражения от земной поверхности. Для оценки отношения сигнал/помеха (ОСП) необходимо определить эффективную площадь рассеяния clutter-ячейки (разрешаемого элемента земной поверхности) $\sigma_{кл}$. Площадь clutter-ячейки $A_{кл}$ определяется геометрией облучения и параметрами РЛС [10, 11]:

$$A_{кл} = R \cdot \theta_{азим} \cdot (\Delta R/\varepsilon), \quad (4)$$

где ε – угол места цели;
ε=arctg[(H–$H_{рлс}$)/D];
$\theta_{азим}$ – ширина диаграммы направленности (рад).

Эта площадь соответствует участку земной поверхности, от которого отраженный сигнал одновременно поступает в приемник РЛС и не может быть отделен от сигнала цели. Участок формируется шириной луча антенны в азимуте $\theta_{азим}$ и длительностью зондирующего импульса в наклонной дальности ΔR. При малых углах (низколетящие цели) эта площадь становится очень большой, что приводит к накоплению помехи от земли. ЭПР clutter-ячейки прямо пропорциональна $A_{кл}$ и удельной ЭПР поверхности σ^0, что количественно связывает геометрию обзора с уровнем пассивных помех:

$$\sigma_{кл} = \sigma^0 \cdot A_{кл}. \quad (5)$$

Отношение сигнал/помеха в линейных единицах вычисляется следующим образом:

$$q_{\text{п}} = \sigma / \sigma_{\text{кл}}. \quad (6)$$

Или в децибелах:

$$q_{\text{п,дБ}} = 10 \cdot \lg q_{\text{п}}. \quad (7)$$

Для учета совместного воздействия внутренних шумов приемника и пассивных помех используется обобщенное отношение сигнал/(шум+помеха):

$$q_{\Sigma} = q / (1 + q / q_{\text{п}}), \quad (8)$$

где q и $q_{\text{п}}$ – линейные отношения сигнал/шум и сигнал/помеха соответственно.

В децибелах:

$$q_{\Sigma,\text{дБ}} = 10 \cdot \lg q_{\Sigma}. \quad (9)$$

Ранжирование вероятности обнаружения основано на классическом пороговом критерии Неймана-Пирсона, связывающем вероятность правильного обнаружения $P_{\text{обн}}$ с соотношением сигнал/(шум+помеха) $q_{\Sigma,\text{дБ}}$ при фиксированной вероятности ложной тревоги. Для диспетчерских РЛС вероятность ложной тревоги принимают равной 10^{-6}. При некогерентном накоплении N=30 импульсов пороговое значение $q_{\Sigma,\text{дБ}}$ соответствует диапазонам вероятности обнаружения [12]:

$$P_{\text{обн}} \approx \begin{cases} 0{,}99, \text{ если } q_{\Sigma,\text{дБ}} > 20 \text{ дБ} – \text{надежное обнаружение} \\ 0{,}9, \text{ если } 16 < q_{\Sigma,\text{дБ}} \le 20 \text{ дБ} – \text{высокая вероятность} \\ 0{,}5, \text{ если } 13 < q_{\Sigma,\text{дБ}} \le 16 \text{ дБ} – \text{пороговое обнаружение} \\ 0{,}1, \text{ если } 10 < q_{\Sigma,\text{дБ}} \le 13 \text{ дБ} – \text{низкая вероятность} \\ 0{,}01, \text{ если } q_{\Sigma,\text{дБ}} \le 10 \text{ дБ} – \text{обнаружить нельзя} \end{cases} \quad (10)$$

Для низколетящих целей существенным ограничением является дальность радиогоризонта, которая определяется выражением [13]:

$$D_{\text{гор}} \approx 4{,}12 \cdot (\sqrt{H_{\text{рлс}}} + \sqrt{H}), \quad (11)$$

где 4,12 – коэффициент, соответствующий стандартной атмосферной рефракции;

$D_{\text{гор}}$ – дальность горизонта (км);

$H_{\text{рлс}}$ и H – высоты антенны и цели (м).

Для $H_{\text{рлс}}$=10 м и H = 50 м, тогда $D_{\text{гор}}$≈33 км; для H=3000 м – $D_{\text{гор}}$≈240 км.

Таким образом, модель интегрирует три основных компонента:

1) энергетический расчет ОСШ;

2) помеховую модель с учетом геометрии облучения;

3) условие прямой видимости $D \le D_{\text{гор}}$ как ограничение.

Моделирование выполнено на языке программирования Python с использованием библиотек NumPy и Matplotlib. Программный код реализует уравнения (1)–(11) и предназначен для построения графиков, представленных в разделе результатов.

Результаты и обсуждение

По уравнению (1) рассчитаны значения отношения сигнал/шум для трех классов целей на различных высотах. Анализ рисунка 1, построенного в пределах радиогоризонта, позволяет сделать следующие выводы. Для истребителя значения отношения сигнал/шум существенно превышают порог уверенного обнаружения (13 дБ) на всех исследуемых дальностях до 100 км. На дистанции 100 км отношение составляет 1,6 дБ, что соответствует пороговому обнаружению.

Это согласуется с реальными возможностями диспетчерских РЛС. Для ударного БПЛА на высоте 100 м порог 13 дБ преодолевается до дальности около 7 км (1,0 дБ). На дальности 10 км ОСШ составляет -2,5 дБ, на дальности 15 км – -7,0 дБ. При увеличении высоты до 1000 м энергетические показатели несколько ухудшаются из-за увеличения наклонной дальности. Для малого БПЛА энергетический потенциал станции недостаточен для уверенного обнаружения даже на минимальной дальности 1 км (ОСШ=-25,5 дБ).

Расчет отношения сигнал/помеха по формулам (4)–(7) для ударного БПЛА на различных высотах дает результаты, представленные на рисунке 2.

Значения ОСП для ударного беспилотного летательного аппарата на малых высотах отрицательны. С увеличением высоты полета оношение сигнал/помеха монотонно возрастает. При переходе от H=50 м к H=100 м улучшение составляет примерно 2 дБ, к H=500 м – 9 дБ, к H=1000 м – 14 дБ, к H=3000 м – 24 дБ. Физически это объясняется уменьшением площади clutter-ячейки с ростом угла места цели. На высоте 3000 м и дальности 1–2 км ОСП становится положительным, что указывает на преобладание полезного сигнала над помехой. На высоте 1000 м и дальности 10 км ОСП составляет -20,7 дБ, что все еще указывает на то, что без специальных методов обработки выделение полезного сигнала на фоне пассивных помех затруднено даже с учетом накопления импульсов.

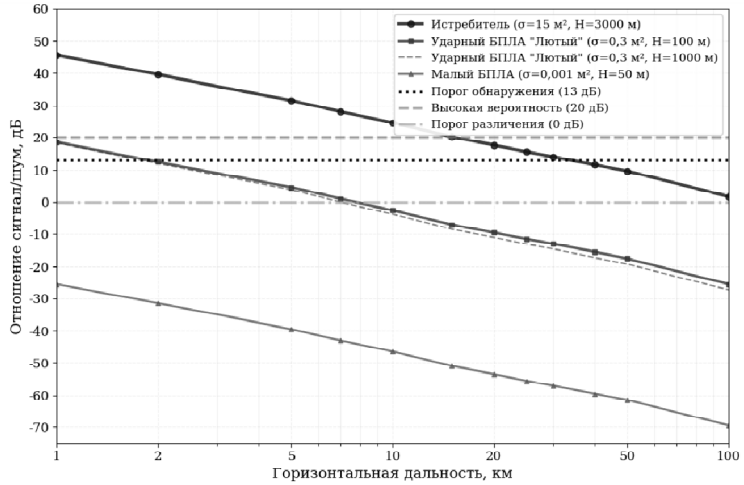


Рис. 1. Зависимость отношения сигнал/шум от дальности для целей различного класса

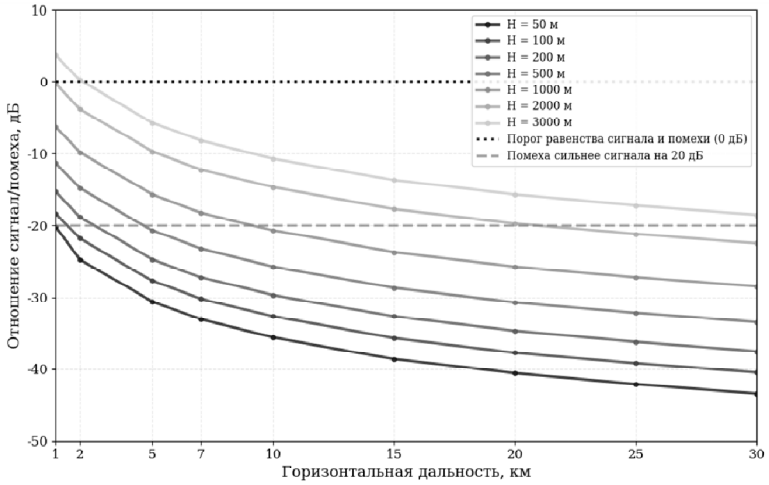


Рис. 2. Влияние высоты полета на отношение сигнал/помеха для ударного БПЛА

На основе уравнений (9)–(10) рассчитана вероятность обнаружения ударного БПЛА (рисунок 3).

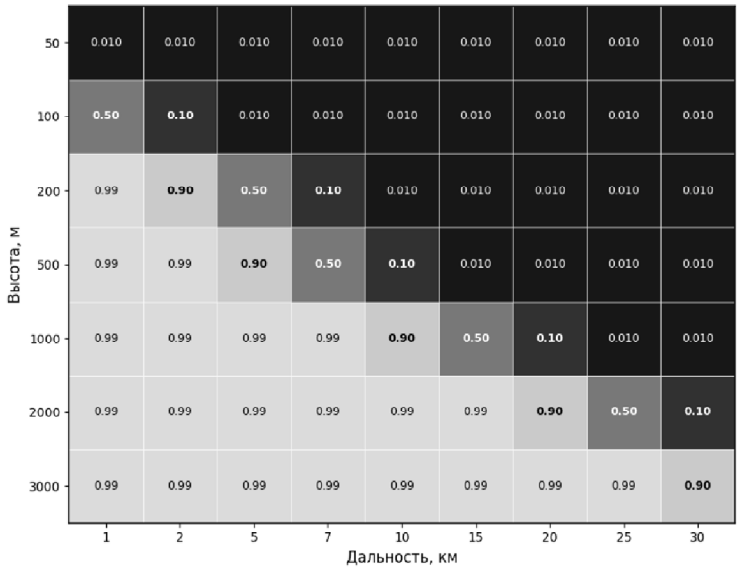


Рис. 3. Матрица вероятности обнаружения ударного БПЛА в координатах «дальность-высота»

Матрица представляет собой тепловую карту вероятности обнаружения ударного БПЛА в координатах «дальность–высота». Четко видна граница, разделяющая область «необнаружения» (низкие высоты, все дальности, темный цвет) и область уверенного обнаружения (высокие высоты, малые и средние дальностей, светлый цвет).

Результаты моделирования показывают, что возможности обзорной РЛС для обнаружения ударных БПЛА существенно зависят от высоты полета. На малых высотах (50–100 м) главным ограничивающим фактором являются пассивные помехи от подстилающей поверхности. Даже при отношении сигнал/шум 18,5 дБ на 1 км (для ударного БПЛА на высоте 100 м) полезный сигнал оказывается на 18–25 дБ слабее помехи, что делает его выделение методами амплитудной селекции затруднительным. Зона уверенного обнаружения практически отсутствует.

На средних высотах (500–1000 м) влияние пассивных помех снижается. ОСП улучшается на 9–14 дБ по сравнению с высотой 100 м, что позволяет достичь вероятности обнаружения 0,90 на дальности 5–10 км при высоте 1000 м.

На больших высотах (2000–3000 м) характеристики обнаружения значительно улучшаются: на дальности 20–30 км достигается вероятность обнаружения 0,90–0,99. Это соответствует тактически значимым дальностям обнаружения ударных БПЛА. Для высотных целей (истребитель на 3000 м) пассивные помехи не оказывают существенного влияния, и дальность обнаружения определяется энергетическим потенциалом станции с учетом накопления, достигая 100 км и более.

Физическая причина такого влияния высоты полета на характеристики обнаружения заключается в геометрии облучения подстилающей поверхности. При малых углах места (низколетящие цели) clutter-ячейка имеет большую площадь (4), что приводит к накоплению значительной мощности отражений от земли. Для БПЛА с ЭПР 0,3 м² это приводит к тому, что даже на высоте 1000 м и дальности 10 км отношение сигнал/помеха составляет -20,7 дБ, то есть помеха мощнее сигнала в 117 раз. Накопление импульсов улучшает отношение сигнал/шум, но не влияет на отношение сигнал/помеха при некогерентной обработке.

Для операторов БПЛА полеты на малых высотах (50–100 м) обеспечивают высокую скрытность от обзорных РЛС (с ТТХ определяемыми нормами ИКАО), но ограничивают возможности самого БПЛА по обнаружению целей. Для достижения тактически значимых дальностей обнаружения своих целей БПЛА должен подниматься на высоты 1000-3000 м, что увеличивает его собственную заметность для РЛС. Для операторов РЛС обнаружение

низколетящих БПЛА штатными средствами возможно на дальностях 1–2 км при высотах полета БПЛА до 200 м. Для обнаружения БПЛА на тактически значимых дальностях (10–15 км) необходимы либо большие высоты полета БПЛА (2000–3000 м), либо модернизация РЛС для подавления пассивных помех.

Направления совершенствования обзорных РЛС ОВД

Переход на когерентный режим работы с селекцией движущихся целей (СДЦ). Суть метода заключается в замене некогерентного приемного тракта на когерентный с сохранением информации о фазе принятого сигнала и внедрении цифровых фильтров селекции движущихся целей. Физический принцип основан на том, что неподвижные объекты (земля, здания) не создают доплеровского сдвига частоты, в то время как движущиеся цели создают. Фильтрация сигналов с нулевым или малым доплеровским сдвигом позволяет подавить пассивные помехи. Ожидаемый эффект составляет подавление помех на 20-30 дБ, что эквивалентно повышению ОСП на ту же величину. На матрице вероятности обнаружения это соответствует смещению границы зоны уверенного обнаружения вниз по высоте на 500–1000 м.

Применение сложных зондирующих сигналов. Метод заключается в замене простых прямоугольных импульсов на сигналы с внутриимпульсной модуляцией, например, линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). На приемной стороне осуществляется сжатие импульса путем корреляционной обработки. Физический принцип основан на увеличении длительности импульса при сохранении широкой спектральной ширины, что позволяет повысить энергию зондирования без ухудшения разрешения по дальности. Ожидаемый эффект включает улучшение разрешения по дальности с 360 м до 15–30 м, что уменьшает площадь clutter-ячейки и повышает ОСП на 15-25 дБ.

Замена или модернизация антенны для сужения диаграммы направленности и повышения коэффициента усиления. При этом происходит уменьшение ширины луча, что снижает площадь clutter-ячейки по азимуту, а увеличение коэффициента усиления повышает ОСШ. Ожидаемый эффект при сужении луча с 1,5° до 1,0° составляет возрастание коэффициента усиления на 3,5 дБ, а площади clutter-ячейки уменьшается пропорционально, что дает суммарное улучшение ОСП на 5–7 дБ.

Суть метода адаптивной пространственно-временной обработки заключается в использовании многоэлементных антенных решеток и цифрового формирования лучей для адаптивного подавления помех. Ожидаемый эффект составляет дополнительное подавление помех на 10–15 дБ за счет пространственной фильтрации.

Реализация комплекса мер (когерентная СДЦ+ЛЧМ+улучшенная антенна) может обеспечить суммарное повышение ОСП на 40-60 дБ. Это преобразует исходно негативную ситуацию ($q_п \approx$ -20-40 дБ на малых высотах) в рабочую область, где $q_п$ становится положительным или близким к нулю. В этом случае лимитирующим фактором снова становится отношение сигнал/шум, значения которого для ударного БПЛА (рисунок 1) являются вполне достаточными для обеспечения высокой вероятности обнаружения на дальностях до 20–30 км даже на малых высотах.

Заключение

Предложена физико-математическая модель, позволяющая оценивать вероятность обнаружения воздушных целей диспетчерской РЛС. Модель включает уравнения для расчета отношения сигнал/шум, отношения сигнал/помеха и обобщенного отношения сигнал/(шум+помеха). На основе модели проведено количественное исследование возможностей типовой обзорной РЛС ОВД для обнаружения трех классов целей: малоразмерного разведывательного БПЛА (σ=0,01 м²), ударного БПЛА типа «Лютый» (σ=0,3 м²) и истребителя (σ=15 м²) в диапазоне высот 50–3000 м.

Установлено, что для ударного БПЛА энергетический потенциал станции с учетом накопления достаточен для обнаружения на десятках километров, однако на малых высотах (50–200 м) дальность уверенного обнаружения не превышает 1–5 км из-за влияния пассивных помех от подстилающей поверхности. Построены графики зависимостей и матрица вероятности обнаружения, которые наглядно демонстрируют качественное изменение характеристик обнаружения при переходе от малых к средним высотам. Матрица может использоваться для планирования применения БПЛА и РЛС. На основании полученных результатов сформулированы направления по совершенствованию обзорных РЛС ОВД, с целью их применения для обнаружения низколетящих БПЛА. Приоритетными являются: переход на когерентный режим работы с селекцией движущихся целей, применение сложных зондирующих сигналов и улучшение антенной системы. Суммарный эффект от предлагаемых мер может составить улучшение отношения сигнал/помеха на 40–60 дБ, что сделает станцию эффективным средством обнаружения ударных БПЛА на тактически значимых дальностях. Предложенная матрица вероятностей (с порогом $q_{\Sigma,дБ}$=13 дБ) позволяет перейти от расчетных отношений сигнал/(шум+помеха) к интерпретируемым зонам уверенного, порогового и неудовлетворительного обнаружения цели.

Перспективы дальнейших исследований включают учет реальных характеристик отражений от различных типов подстилающей поверхности (вода, городская застройка, открытая местность), моделирование влияния атмосферных условий (дождь, туман) на характеристики обнаружения, разработку оптимальных алгоритмов обработки радиолокационных сигналов для модернизированной РЛС ОВД и экономическое обоснование предлагаемой программы модернизации.

Библиографический список

1. Обнаружение беспилотных летательных аппаратов: существующие решения и возможности / Н.П. Красненко, А.Я. Богушевич, С.А. Кураков [и др.] // Всероссийские открытые Армандовские чтения: Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн. – 2024. – № 1. – С. 429–440.

2. Нечаев Е.Е., Большаков Ю.П. Ретроспективный обзор создания и развития наземных радиолокационных станций целеуказания в России (часть 1) // Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. – 2006. – № 98. – С. 108–131.

3. Пантенков Д.Г., Литвиненко В.П., Глушков А.Н. Основные проблемные вопросы и современные подходы к противодействию малоразмерным разведывательно-ударным беспилотным летательным аппаратам // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2023. – № 19 (4). – С. 77–88.

4. Везарко Д.А. Исследование радиолокационных зондирующих сигналов для задачи обнаружения малоразмерных и низкоскоростных целей // Международный журнал гуманитарных и естественных наук. – 2024. – № 4-1 (91). – С. 170–175.

5. Везарко Д.А., Чечельницкий А.С., Коптев В.А., Халматов Б.М. Анализ радиолокационных систем обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов // Международный журнал гуманитарных и естественных наук. – 2024. – № 3-2 (90). – С. 156–160.

6. К вопросу о наблюдении малоразмерных беспилотных летательных аппаратов / А.Е. Ананенков, Д.В. Марин, В.М. Нуждин [и др.] // Труды МАИ. – 2016. – № 91. – С. 1–19.

7. Экспериментальная оценка эффективности алгоритмов пеленгования беспилотных летательных аппаратов по акустическому излучению / В.Н. Олейников, О.В. Зубков, В.М. Карташов [и др.] // Радиотехника. Украина. – 2019. – № 199. – С. 29–37.

8. radartutorial.eu. Основы радиолокации. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: radartutorial.eu (дата обращения: 01.07.2024).

9. Шевцов О.Ю., Мальцев В.А., Карабанов Р.М., Мартынюк А.С. Обобщенное основное уравнение радиолокации // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – 2021. – № 11-2. – С. 158–164.

10. Ясова Т.А. Эффективная поверхность рассеяния, применимость и возможность ее определения для сложных целей // Новые информационные технологии в автоматизированных системах. – 2013. – № 16. – С. 170–174.

11. SKY brary. Помехи на радаре. Определение. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://skybrary.aero/articles/radar-clutter (дата обращения: 01.07.2024).
12. Храменков А.С., Ярмолик С.Н. Сопоставительный анализ радиолокационных обнаружителей, основанных на критерии Неймана-Пирсона и последовательном критерии отношения вероятностей // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. – 2013. – Т. 6. – № 76. – С. 72–78.
13. Дятко А.А., Костромицкий С.М., Шумский П.Н. Математическая модель сигнала, отраженного от земной поверхности, при сопровождении РЛС низколетящей цели // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. – 2015. – № 8 (94). – С. 17–23.

УДК: 519.246.87; ГРНТИ: 41.51.41

МОДИФИЦИРОВАННАЯ ПЕРИОДОГРАММА ЛОМБА-СКАРГЛА ДЛЯ АНАЛИЗА НЕРАВНОМЕРНЫХ ЗАШУМЛЕННЫХ НАБЛЮДЕНИЙ

А.С. Новиков, В.Г. Андреев
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина
Российская федерация, Рязань, alexeynovikov497@gmail.com

Аннотация. Рассматривается спектральный анализ неравномерных зашумленных фотометрических временных рядов. Классическая периодограмма применима к равномерным данным, однако при пропусках порождает артефакты временного окна наблюдений. Периодограмма Ломба-Скаргла корректно работает при пропусках наблюдений, однако при нестационарном шуме одинаковое влияние всех отсчетов приводит к искажению спектра и росту ложных пиков. Предложено взвешивание наблюдений, причем вес каждого из них определяется оценкой доли полезного сигнала в полной мощности. Дисперсия шума оценивается по близкому референсному полю зрения, а полная мощность – по локальному сглаживанию квадратов измерений. На модельном примере показано, что веса подавляют неинформативные участки и приближают периодограмму к спектру, вычисленному по малозашумленному сигналу. Предложенный метод сопоставлен с периодограммной оценкой Ломба-Скаргла; обсуждаются области применения и ограничения выбора предлагаемого взвешивания.
Ключевые слова: периодограмма Ломба-Скаргла; неравномерные наблюдения; отношение сигнал-шум; нестационарный шум; фотометрия; взвешенный МНК; спектральный анализ.

MODIFIED LOMB-SCARGLE PERIODOGRAM FOR THE ANALYSIS OF IRREGULAR NOISY OBSERVATIONS

A.S. Novikov, V.G. Andreev
Ryazan State Radio Engineering University named after V. F. Utkin (RSREU)
Russia, Ryazan, alexeynovikov497@gmail.com

Abstract. This paper addresses the spectral analysis of irregularly sampled noisy photometric time series. The classical periodogram is applicable to uniformly sampled data; however, in the presence of gaps it produces artifacts associated with the observational window. The Lomb - Scargle periodogram handles missing observations correctly, yet under nonstationary noise the equal contribution of all samples distorts the spectrum and increases the number of spurious peaks. We propose a weighting scheme in which the weight of each observation is determined by an estimate of the fraction of useful signal in the total power: the noise variance is estimated from a nearby reference field of view, while the total power is obtained by locally smoothing the squared measurements. Using a model example, we show that the proposed weights suppress uninformative segments and bring the periodogram closer to the spectrum computed from a low-noise signal. The proposed method is compared with the conventional Lomb - Scargle periodogram; application domains and limitations of the weighting choice are discussed.
Keywords: Lomb - Scargle periodogram; irregular sampling; signal-to-noise ratio; nonstationary noise; photometry; weighted least squares; spectral analysis.

Задача выделения периодических и квазипериодических компонент во временных рядах встречается в диагностике вибраций, обработке биомедицинских сигналов, анализе телеметрии и, особенно, в наблюдательной астрономии. В реальных наблюдениях часто нарушаются два ключевых предположения классической спектральной теории: равномерность

наблюдений и стационарность шума. Нерегулярность моментов t_k измерений возникает из-за пропусков (погодные окна, дневные разрывы, ограничение расписания наблюдений, сбои регистрации), а уровень шума может заметно меняться по времени (фон неба, прозрачность атмосферы, режимы детектора). Если при этом применять методы, рассчитанные на равномерность наблюдений и стационарный шум, то спектральные оценки искажаются: появляются вытекания спектра, ложные пики и искажения их формы.

Цель работы – описать применение взвешивания с учетом отношения сигнал-шум (*SNR*) для периодограммы Ломба-Скаргла при анализе неравномерных рядов, полученных в условиях зашумления и изменяющегося качества измерений, а также сравнить предлагаемый подход с классической периодограммой и стандартной периодограммой Ломба-Скаргла. Под весами понимается весовая функция, характеризующая долю полезного сигнала в общей мощности наблюдения. Такая функция может быть построена на основе внешней оценки дисперсии шума (например, по референсному полю зрения) и локальной оценки полной мощности по наблюдаемому целевому ряду. В инженерных приложениях периодограмма Ломба-Скаргла также рассматривается как альтернатива традиционным методам оценки спектра, например методу Уэлча.

Классическая периодограмма и ее ограничения для неравномерных данных

Для равномерно дискретизированного ряда $x_n = x\left(n\triangle t\right), n = 0,\ldots,N-1$, одной из базовых оценок спектральной мощности является периодограмма на основе дискретного преобразования Фурье:

$$P_{пер}\left(f\right) = \left|\sum_{n=0}^{N-1} x_n \exp\left(-j2\pi fn\triangle t\right)\right|^2, \qquad 1)$$

где $P_{пер}\left(f\right)$ – оценка спектральной плотности мощности;

x_n – отсчет временного ряда (сигнала во времени);

j – мнимая единица;

f – частота;

n – номер отсчета;

$\triangle t$ – шаг дискретизации во времени.

Выражение (1) корректно интерпретируется как оценка спектра при фиксированном шаге $\triangle t$ и при отсутствии пропусков. Если же ряд имеет пропуски или измерен в неравномерные моменты времени, то фактически наблюдается произведение сигнала на окно наблюдений. Это приводит к свертке истинного спектра с спектром окна, а значит – к утечкам, побочным лепесткам и появлению паразитных пиков. В астрономии окна наблюдений часто имеют сложную структуру (ночные разрывы, сезонность), поэтому прямое применение периодограммы к таким данным обычно требует либо интерполяции на равномерную сетку (что само по себе вносит искажения), либо специальных методов работы с окном.

Метод Ломба-Скаргла в контексте задачи наименьших квадратов

Для неравномерных наблюдений $x_k, k = 0,\ldots,K-1$, стандартным подходом является периодограмма Ломба-Скаргла, сформулированная как частный случай метода наименьших квадратов для аппроксимации наблюдений гармонической моделью [1]. На каждой пробной частоте f решается задача подбора коэффициентов синуса и косинуса:

$$x_k = a_c\left(f\right)\cos\left(2\pi ft_k\right) + a_s\left(f\right)\sin\left(2\pi ft_k\right) + \varepsilon_k, \qquad 2)$$

где x_k – значение сигнала (наблюдения) в k-ой точке;

a_c – коэффициент при косинусе;

a_s – коэффициент при синусе;

$\cos(2\pi ft), \sin(2\pi ft)$ – базисные функции (гармоники);

t_k – моменты экспериментальных измерений;

ε_k – ошибка аппроксимации.

Важное отличие от классической периодограммы состоит в том, что частотная сетка выбирается произвольно. Кроме того, в этой постановке естественно учитывать пропуски: если измерение отсутствует, то оно не учитывается.

Периодограмма Ломба-Скаргла интерпретируется как мера того, насколько хорошо синусоида данной частоты объясняет наблюдения: чем больше энергия проекции ряда на подпространство $\{\cos(2\pi ft), \sin(2\pi ft)\}$, тем выше мощность на частоте. Такая интерпретация удобна тем, что напрямую приводит к взвешиванию, робастности и регуляризации в задачах с неоднородным шумом и выбросами.

Взвешенный метод Ломба-Скаргла: статистические веса и регуляризация

В реальных измерениях разные точки могут иметь разную точность, поэтому корректнее решать взвешенную задачу метода наименьших квадратов (МНК). Пусть $\boldsymbol{\Phi}(f) = \begin{bmatrix} a_c \cos(2\pi ft_k) \\ a_s \sin(2\pi ft_k) \end{bmatrix}$ – матрица базисных функций гармонической модели, $\boldsymbol{W} = diag(w_0, \ldots, w_{K-1})$ – диагональная матрица весов w_k, $\boldsymbol{x^T} = [x_0, \ldots, x_k, \ldots, x_{K-1}]$ – вектор наблюдений. Тогда оценка параметров $\hat{\boldsymbol{a}}(f)$ может быть записана в виде:

$$\hat{\boldsymbol{a}}(f) = \left[\boldsymbol{\Phi}(f)^T \boldsymbol{W}^2 \boldsymbol{\Phi}(f) + \lambda \boldsymbol{I}\right]^{-1} \boldsymbol{\Phi}(f)^T \boldsymbol{W}^2 \boldsymbol{x}, \qquad 3)$$

где λ – параметр регуляризации, полезный при плохой обусловленности $\boldsymbol{\Phi}(f)^T \boldsymbol{W}^2 \boldsymbol{\Phi}(f)$;

$\boldsymbol{I}$ – единичная матрица.

Классический выбор весов в статистике измерений величин $w_k = 1/\sigma_k^2$, где σ_k^2 – дисперсия ошибки измерения в момент t_k. Если σ_k^2 известна заранее и не зависит от сигнала, такой выбор близок к оптимальному в гауссовской модели наблюдений и соответствует обобщенной периодограмме Ломба-Скаргла [2]. Однако в фотометрии и других системах объективного наблюдения дисперсия часто зависит от светового потока: наблюдаемая вариация включает и собственно шум, и сигнал.

Мотивация взвешивания: референсное поле и целевой объект

Рассмотрим наблюдательную схему, типичную для дифференциальной фотометрии. Телескоп поочередно измеряет референсную звезду, яркость которой считается постоянной, и целевой объект в близком поле зрения. Поскольку объекты расположены рядом, разумно предположить сопоставимость шумовых условий (атмосферный фон, нестабильность детектора). Тогда по референсному ряду оценивается дисперсия шума $\sigma^2_{шум}(t_k)$, а по целевому ряду измеряется полная мощность, включающая шум и сигнал. Основная трудность состоит в том, что непосредственно разделить вклад шума и сигнала нельзя.

Идея весов w_k с учетом отношения сигнал-шум состоит в том, чтобы задавать вес w_k наблюдения x_k как долю сигнала в полной мощности. Интуитивно это соответствует «информативности» точки: если в измерении почти нет сигнала (объект неразличим на фоне шума), то его вклад в спектральную оценку следует уменьшить; если сигнал доминирует, вес должен быть близок к единице.

Оценка мощности сигнала и построение весов

Пусть $\hat{P}_n(t_k)$ – оценка полной мощности целевого ряда в окрестности t_k. Практически ее удобно получать как сглаженное значение $(x_k - \bar{x})^2$, где $\bar{x}$ – средний уровень (обычный или взвешенный). Сглаживание необходимо, чтобы веса w_k не искажали спектр высокочастотными шумовыми всплесками.

Имея оценку $\hat{\sigma}^2_{шум}(t_k)$ дисперсии шума по референсному полю и оценку полной мощности $\hat{P}_n(t_k)$ по целевому ряду, мощность сигнала $\hat{P}_c(t_k)$ можно оценить как неотрицательную разность:

$$\hat{P}_c(t_k) = \hat{P}_n(t_k) - \hat{\sigma}^2_{шум}(t_k). \qquad 4)$$

Далее вводится вес w_k как доля сигнала в общей мощности:

$$w_k = \frac{\hat{P}_C(t_k)}{\hat{P}_П(t_k) + \varepsilon} = 1 - \frac{\hat{\sigma}^2_{шум}(t_k)}{\hat{P}_П(t_k) + \varepsilon}. \qquad 5)$$

Величина $\varepsilon > 0$ (например, 10^{-12}) служит регуляризатором, предотвращая деление на ноль и численную нестабильность при почти нулевой мощности сигнала.

Формула (5) обладает ожидаемыми предельными свойствами. Если сигнал отсутствует $\hat{P}_c \approx 0$, то вес стремится к нулю. Если шум очень мал по сравнению с сигналом, то дробь в правой части (5) мала и вес близок к единице. Связь с отношением сигнал-шум наглядна, если определить квадрат локального отношения сигнал-шум как отношение оцененной мощности сигнала к оцененной дисперсии шума:

$$w_k = \frac{SNR_k^2}{1 + SNR_k^2}, SNR_k^2 = \frac{\hat{P}_C(t_k)}{\hat{\sigma}^2_{шум}(t_k) + \varepsilon}.$$

Иллюстрация эффекта взвешивания

На рисунке 1 показан модельный пример неравномерных наблюдений с разрывами и участками разной дисперсии шума.

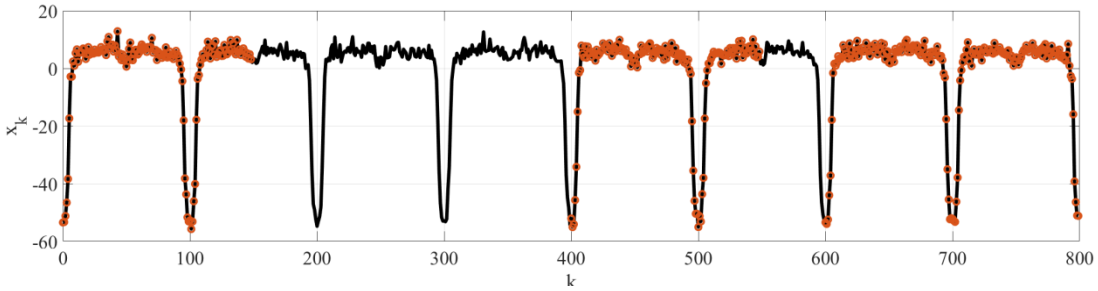


Рис. 1. Неравномерные наблюдения x_k с нестационарным шумом для идеальной модели звезды Алголь

На зашумленном интервале наблюдения имеют существенно больший разброс. Веса, вычисленные по (4), (5) и (6), закономерно уменьшаются на таких интервалах и растут там, где сигнал доминирует (рис. 2).

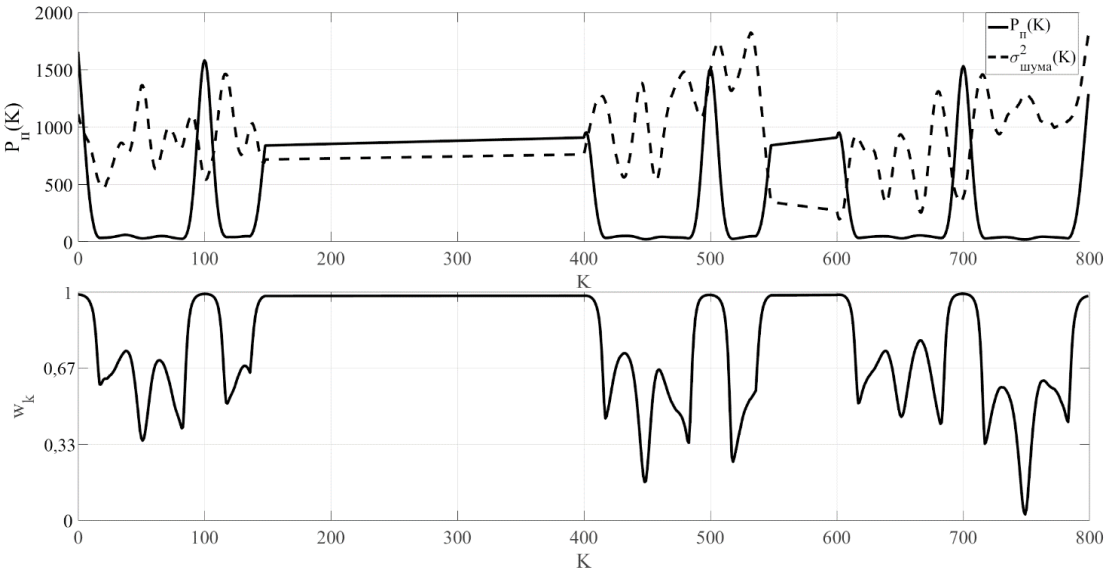


Рис. 2. Зависимость весовых коэффициентов от отношения сигнал-шум

На рисунке 3 приведено сравнение спектральных оценок на общей частотной сетке.

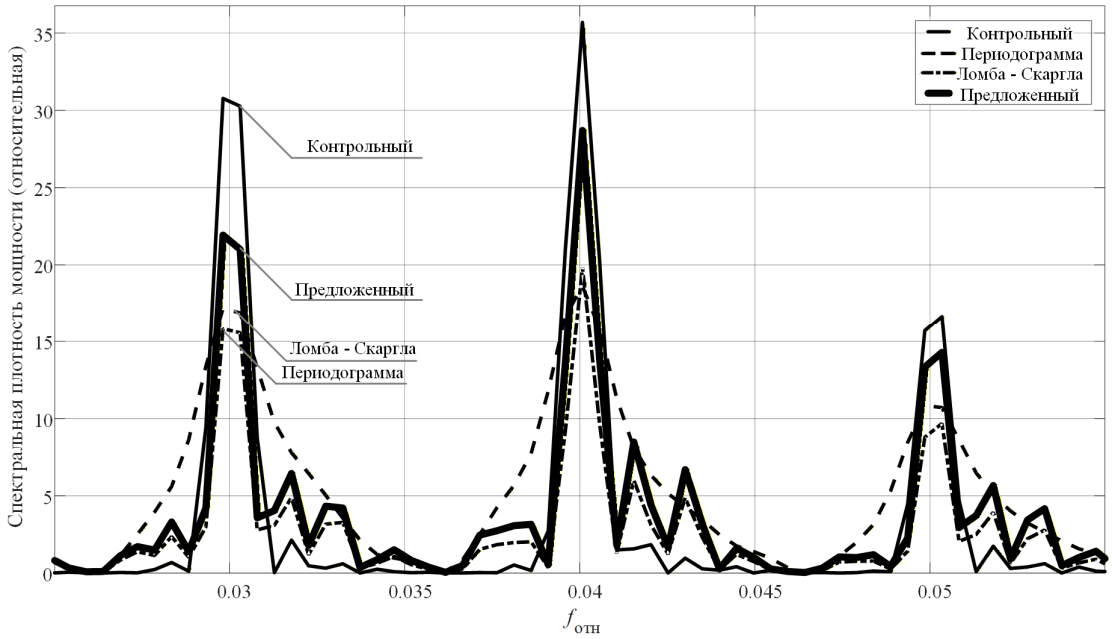


Рис. 3. Сравнение спектральных оценок всех используемых методов

Классическая периодограмма дает расширенные основные пики и утечки по бокам, что типично при пропусках и неравномерной сетке. Метод Ломба-Скаргла делает пики уже по сравнению с периодограммой, но при этом заметно недооценивает высоты основных компонент относительно идеального спектра, также появляются боковые лепестки. Предложенный вариант повышает выраженность основных пиков и приближает их амплитуды к идеальному спектру, однако паразитные пики в некоторых местах так же становятся более заметны.

Сравнение методов

Результаты объективного сравнения эффективности классической периодограммы, стандартной периодограммы Ломба-Скаргла и предложенного метода со взвешиванием представлено в таблице 1. Содержательно, веса дополняют инструментарий Ломба–Скаргла там, где требуется учитывать не только точность, но и фактическую долю сигнала в измерении.

Таблица 1. Сравнение периодограммных методов по критерию СКО

Метод	Выигрыш по СКО относительно классической периодограммы, %	Интерпретация
Ломба-Скаргла	30,89	Учет неэквидистантности улучшает спектральную оценку
Предложенный метод со взвешиванием	48,37	Подавление зашумленных отсчетов резко снижает ошибку

В таблице приведено относительное снижение СКО по сравнению с базовым методом – классической периодограммой. Видно, что переход к методу Ломба-Скаргла снижает ошибку на 30,89%, что подтверждает важность корректного учета неравномерности наблюдений. Добавление весов дает дополнительное улучшение: суммарное снижение ошибки относительно периодограммы составляет 48,37%, а эффект именно взвешивания (по сравнению со стандартным методом Ломба-Скаргла) дает еще 17,48%. Это означает, что в условиях переменного уровня шума существенную роль играет не только выбор метода анализа для неравномерных данных, но и учет вклада отдельных наблюдений по их локальному отношению сигнал-шум.

Заключение

Взвешивание с учетом отношения сигнал-шум для периодограммы Ломба-Скаргла позволяет учитывать переменное качество неравномерных наблюдений через долю полезного сигнала в полной мощности измерений. Предложенные веса (5), основанные на оценке мощности сигнала и локальном отношении сигнал/шум, уменьшают вклад участков с повышенной шумовой дисперсией и в экспериментах улучшают согласование спектральной оценки с контрольным спектром, прежде всего по выраженности и амплитудам основных компонент, по сравнению с классической периодограммой (1) и невзвешенным методом Ломба-Скаргла (2). Вместе с тем подавление паразитных пиков не является безусловным: при некоторых параметрах сглаживания и ограничениях весов отдельные боковые лепестки могут сохраняться или локально усиливаться, что следует учитывать.

Метод особенно уместен в задачах, где качество измерений резко меняется от отсчета к отсчету (дифференциальная фотометрия, мониторинг переменных объектов, а также телеметрия с пропусками и медицинские записи с «плохими» участками). В ряде работ, в том числе в патенте [3], рассматривается повышение точности оценки частотных параметров в шуме на основе спектральных и энергетических характеристик, однако такие подходы обычно не учитывают неоднородность отношения сигнал-шум отдельных наблюдений и предполагают равнозначный вклад всех отсчетов.

Ограничения предложенного подхода связаны с достоверностью оценок $\hat{\sigma}^2_{шум}(t_k)$ и $\hat{P}_n(t_k)$. Ошибка в одной из указанных величин приводит к систематически некорректному заданию весовых коэффициентов w_k, вследствие чего вклад отдельных отсчетов перераспределяется неверно и итоговая обработка сигнала дает искажения.

Библиографический список

1. Scargle J.D. Studies in astronomical time series analysis. II. Statistical aspects of spectral analysis of unevenly spaced data // The Astrophysical Journal. 1982. Vol. 263. P. 835–853. DOI: 10.1086/160554.
2. Zechmeister M., Kürster M. The generalised Lomb–Scargle periodogram: A new formalism for the floating-mean and Keplerian periodograms // Astronomy & Astrophysics. 2009. Vol. 496, No. 2. P. 577–584. DOI: 10.1051/0004-6361:200811296.
3. Патент RU 2280257 C1. Способ определения несущей частоты / Л. Е. Левин Опубл. 20.07.2006.

УДК 621.372.54; ГРНТИ 47.41.29

АНАЛОГОВЫЕ ФИЛЬТРЫ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ И УСТРОЙСТВАХ

Д.О. Орехво, В.А. Бухаров

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, orekhvo.d.o@yandex.ru, vladimir06bukharov@yandex.ru

Аннотация. Рассмотрены принципы построения аналоговых фильтров, применяемых в радиотехнических трактах предварительной обработки сигналов, включая антиалиасинговую фильтрацию перед аналого-цифровым преобразованием. Приведены базовые соотношения для передаточных функций RC- и LC-фильтров, показана связь частоты среза с параметрами элементов, а также описано влияние порядка фильтра на крутизну подавления. Исследованы RC-ФНЧ первого порядка, влияние сопротивления нагрузки на АЧХ, пассивный LC-ФНЧ второго порядка, а также активные фильтры Sallen–Key аппроксимаций Баттерворта и Чебышева. Для экспериментальных схем выполнены расчетные оценки частоты среза и показаны причины расхождений, возникающих при подключении нагрузки. Полученные результаты подтверждают, что активные фильтры обеспечивают требуемую селективность при меньшей чувствительности к нагрузке, а выбор аппроксимации позволяет управлять компромиссом между гладкостью АЧХ и шириной переходной области.
Ключевые слова: аналоговые фильтры, передаточная функция, АЧХ, ФЧХ, Баттерворт, Чебышев, антиалиасинг, порядок фильтра.

ANALOG FILTERS IN RADIO ENGINEERING SYSTEMS AND DEVICES

D.O. Orekhvo, V.A. Bukharov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, orekhvo.d.o@yandex.ru, vladimir06bukharov@yandex.ru

The summary. The principles of constructing analog filters used in radio engineering signal preprocessing paths, including antialiasing filtering before analog-to-digital conversion, are considered. The basic relations for the transfer functions of RC and LC filters are given, the relationship of the cutoff frequency with the element parameters is shown, and the effect of the filter order on the steepness of suppression is described. The RC low-pass filter of the first order, the effect of load resistance on the frequency response, the passive LC low-pass filter of the second order, as well as the active Sallen–Key filters of the Butterworth and Chebyshev approximations were investigated. For the experimental circuits, calculated estimates of the cutoff frequency were performed and the reasons for the discrepancies that occur when the load is connected were shown. The results obtained confirm that active filters provide the required selectivity with lower sensitivity to load, and the choice of approximation allows you to control the compromise between the smoothness of the frequency response and the width of the transition region.
Keywords: analog filters, transfer function, frequency response, frequency response, Butterworth, Chebyshev, anti-aliasing, filter order.

В радиотехнических системах фильтрация выполняет две ключевые функции: ограничение спектра полезного сигнала (снижение влияния внеполосных помех и шумов) и формирование требуемых частотных характеристик тракта (согласование полосы с последующими каскадами обработки). В практических устройствах аналоговые фильтры особенно важны перед АЦП в роли антиалиасинговых: они должны ослаблять компоненты выше по-

ловины частоты дискретизации, чтобы предотвратить наложение спектров и ухудшение отношения сигнал/шум после преобразования.

В задачах обработки радиосигналов требования к фильтру задаются не только уровнем подавления, но и допустимыми искажениями в полосе пропускания, а также фазовыми характеристиками, влияющими на временную структуру сигналов [1]. При последующей цифровой обработке (например, в алгоритмах кодирования/представления сигналов) неравномерность АЧХ в полосе может приводить к дополнительным искажениям и снижать эффективность обработки, поэтому на практике важно учитывать компромисс между селективностью и допустимой рябью [2]. Компьютерное моделирование позволяет выявить влияние параметров элементов и нагрузки, а также проверить соответствие синтезированных фильтров заданным требованиям [3].

Линейная цепь описывается передаточной функцией

$$H(s)=\frac{U_{вых}(s)}{U_{вх}(s)}, s=j\omega . \tag{1}$$

Амплитудная характеристика $|H(j\omega)|$ и фазовая характеристика $\arg H(j\omega)$определяют частотные и фазовые искажения. Порядок фильтра nравен числу полюсов $H(s)$и определяет асимптотику спада: для НЧ-фильтров вне полосы пропускания характерна оценка крутизны порядка $20n$дБ/дек.

***RC*-ФНЧ первого порядка**

Для простейшего *RC*-ФНЧ (выход на конденсаторе) при $Z_C=1/(sC)$:

$$H_{RC}(s)=\frac{Z}{R+Z_C}=\frac{1}{1+sRC}. \tag{2}$$

Частота среза по уровню -3дБ:

$$\omega_c=\frac{1}{RC}, f_c=\frac{1}{2\pi RC}. \tag{3}$$

Это соотношение позволяет напрямую связывать номиналы элементов с требуемой граничной частотой.

Влияние нагрузки на *RC*-ФНЧ

Если нагрузка R_L подключена параллельно выходу (типичный случай подключения следующего каскада), эквивалентная проводимость выхода:

$$Y_{out}(s)=\frac{1}{R_L}+sC, Z_{out}(s)=\frac{1}{Y_{out}(s)}. \tag{4}$$

Тогда передаточная функция принимает вид:

$$H(s)=\frac{1}{1+R\left(\frac{1}{R_L}+sC\right)}=\frac{1}{1+\frac{R}{R_L}+sRC}. \tag{5}$$

Отсюда следует принципиальный эффект: даже при $\omega\to 0$ коэффициент передачи становится меньше единицы,

$$\left|H(0)\right|=\frac{1}{1+R/R_L}=\frac{R_L}{R+R_L}, \tag{6}$$

что приводит к падению уровня в полосе пропускания и изменению «наблюдаемой» частоты среза, определяемой относительно нового уровня.

Звено второго порядка. Фильтры Баттерворта и Чебышева

Обобщенная форма звена второго порядка имеет вид:

$$H(s) = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}, \tag{7}$$

где ω_0 – собственная частота, Q – добротность, а K – коэффициент передачи.

Для фильтра Баттерворта нормированная АЧХ:

$$\left|H_B(j\omega)\right|^2 = \frac{1}{1+\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}. \tag{8}$$

Для фильтра Чебышева I рода:

$$\left|H_C(j\omega)\right|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 C_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}, \tag{9}$$

где ε связан с пульсациями в полосе пропускания A_r [дБ] выражением $\varepsilon = \sqrt{(10^{(A_r/10)}-1)}$.

Таким образом, выбор фильтра позволяет управлять компромиссом: фильтр Баттерворта обеспечивает максимально гладкую полосу пропускания, фильтр Чебышева – более резкий спад при допустимой ряби.

Экспериментальные исследования выполнены в среде **Micro-Cap** методом **AC Analysis** в диапазоне частот 10 Гц…100 кГц. Подход частотного анализа является стандартным при моделировании фильтрующих устройств и полезен при инженерной верификации моделей радиотехнических систем [3]. В каждой схеме измерялись АЧХ и ФЧХ, а также фиксировались изменения ключевых параметров при варьировании элементов и условий нагрузки. Сравнение проводилось по двум критериям, частота среза (по уровню -3дБ относительно уровня в полосе пропускания) и крутизна спада в области подавления.

В базовой схеме *RC*-ФНЧ, представленной на рисунке 1, характерные кривые АЧХ и ФЧХ которого показаны на рисунке 2, фиксировалось $C = 10$нФ и изменялось значение сопротивлеиня от 800 Ом до 4 кОм. Расчетная формула – $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$.

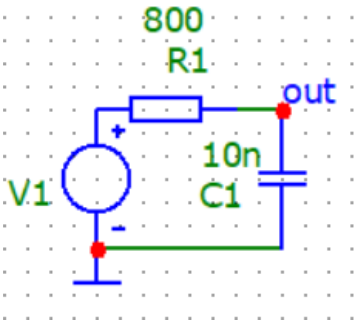


Рис. 1. Схема *RC*-ФНЧ первого порядка в Micro-Cap

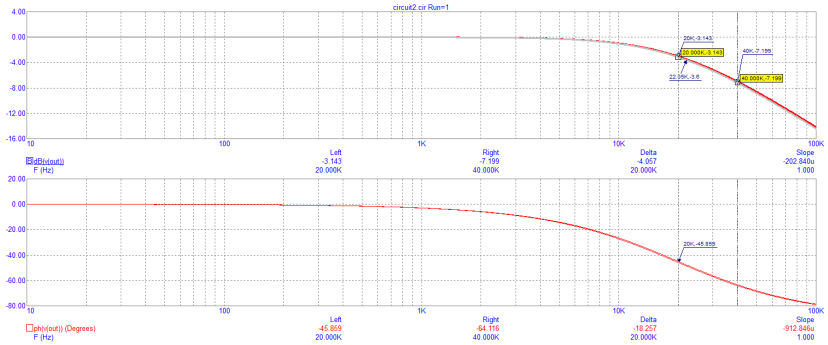


Рис. 2. АЧХ и ФЧХ *RC*-ФНЧ первого порядка

В результате получены оценочные значения частот, при R=800 Ом и C = 10нФ f_{c1}= 19.9 кГц, при R= 4 кОм и C = 10нФ f_{c1}= 3.98 кГц

Следовательно, увеличение сопротивления в 5 раз приводит к уменьшению частоты среза в 5 раз, при этом порядок фильтра не меняется и крутизна спада остается близкой к 20дБ/дек. Аналогичный эффект возникает при увеличении емкости в 5 раз при фиксированном R: частота среза также уменьшается примерно в 5 раз.

При подключении нагрузки R_L наблюдается уменьшение уровня в полосе пропускания и изменение формы переходной области, что показано на рисунках 3, 4. Теоретическая модель (5), полученная выше, объясняет это поведение: коэффициент передачи при низких частотах становится равным $|H(0)| = \dfrac{R_L}{R + R_L}$.

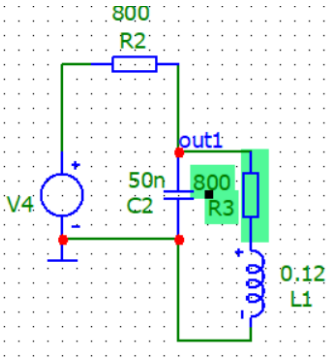


Рис. 3. Схема подключения нагрузки

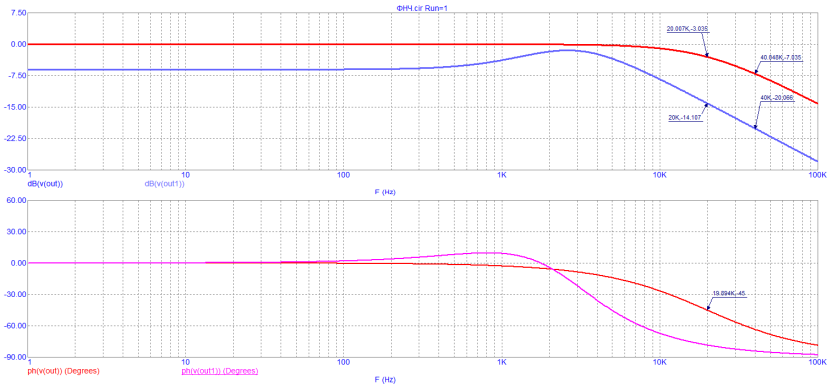


Рис. 4. Влияние нагрузки на АЧХ и ФЧХ для *RC*-ФНЧ

Если R_L=R, то $|H(0)| = 0{,}5$, что соответствует примерно -6 дБ. Следовательно, падение уровня в полосе пропускания является не «аномалией моделирования», а прямым следствием делителя напряжения на R и R_L. Т.о. видно, что пассивные *RC*-фильтры без буферизации чувствительны к нагрузке и требуют согласования или включения повторителя (буфера) для стабилизации характеристик.

Для демонстрации влияния порядка была рассмотрена пассивная схема второго порядка (*LC*-звено) при согласовании с $R_0 = 50\ \Omega$. Для прототипа фильтра Баттерворта второго порядка коэффициенты $g_1 = g_2 = \sqrt{2}$. Тогда масштабирование номиналов под $\omega_c = 2\pi f_c$ задается в виде:

$$L_1 = \frac{R_0}{\omega_c} g_1, C_1 = \frac{g_2}{R_0 \omega_c}.$$

При $f_c = 1000$Гц ($\omega_c = 6283$ рад/с) получаем:

$$L_1 = \frac{50}{6283} \cdot 1{,}414 = 11{,}3 \text{ мГн}, C_1 = \frac{1{,}414}{50 \cdot 6283} = 4{,}5 \text{ мкФ}.$$

Моделирование подтверждает, что переход к фильрации второго порядка увеличивает крутизну подавления примерно до 40 дБ/дек и сужает переходную область по сравнению с первым порядком. Одновременно сохраняется чувствительность к нагрузке: параметры согласования заметно влияют на форму АЧХ, что ограничивает применение пассивных решений в каскадных трактах без буферизации.

Активные фильтры Sallen–Key

Активные *RC*-фильтры позволяют уменьшить влияние нагрузки и реализовать высокие порядки каскадированием звеньев второго порядка. Для типового Sallen–Key-звена:

$$H(s)=\frac{K\omega_0^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}. \qquad (3)$$

В частном случае $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ выполняется:

$$\omega_0=\frac{1}{RC},\ f_0=\frac{1}{2\pi RC},\ Q=\frac{1}{(3-K)} \text{ при } (K<3).$$

Для фильтра Баттерворта второго порядка (рисунок 5) $Q=\frac{1}{\sqrt{2}}$, откуда $K=3-\sqrt{2}=1.586$.

Таким образом, для практического синтеза звена Баттерворта второго порядка можно выбирать $R_1 = R_2 = 15{,}9$ кОм, $C_1 = C_2 = 10$ нФ и устанавливать усиление неинвертирующего ОУ $K=1{,}586$.

Моделирование при увеличении порядка со второго, АЧХ которого поазано на рисунке 6, до шестого показывает ожидаемый рост крутизны спада, соответствующий оценке 20*n дБ/дек, и увеличение фазового сдвига, что критично для систем, чувствительных к фазовым искажениям.

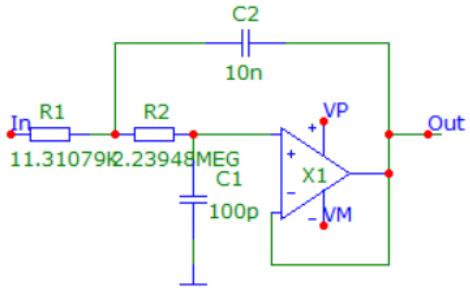


Рис. 5. Схема фильтра Баттерворта второго порядка

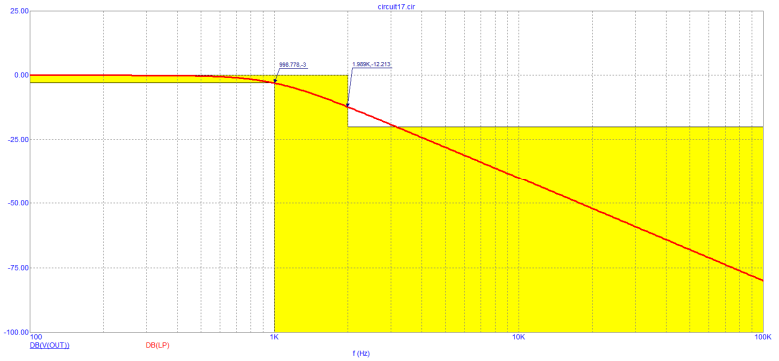


Рис. 6. Влияние нагрузки на АЧХ и ФЧХ для *RC*-ФНЧ

Фильтр Чебышева

Для фильтра Чебышева I рода ключевым параметром является рябь A_r(Ripple). С ростом A_rувеличивается величина ε:

$$\varepsilon=\sqrt{(10^{(A_r/10)}-1)},$$

что приводит к более резкому спаду и более узкой переходной области, но делает АЧХ в полосе пропускания неравномерной. С практической точки зрения это означает, что фильтр Чебышева целесообразен, когда допустимы небольшие амплитудные искажения в полосе ради выигрыша в селективности (например, при жестких требованиях к подавлению внеполосной помехи).

Проведенное исследование показало, что параметры *RC*-ФНЧ первого порядка определяют частоту среза по простой зависимости $f_c=1/(2\pi RC)$ а изменение номиналов сопротивления или емкости масштабирует частоту среза без изменения крутизны спада. Подключение нагрузки приводит к падению уровня в полосе пропускания и изменению переходной облас-

ти, что аналитически объясняется появлением дополнительного множителя $1+R/R_L$ в передаточной функции; поэтому пассивные фильтры требуют согласования или буферизации.

Переход к фильтрам второго порядка повышает селективность и увеличивает крутизну подавления примерно до 40 дБ/дек, однако пассивные *LC*-решения на низких частотах могут требовать значительных номиналов индуктивности и емкости. Активные фильтры Sallen–Key позволяют реализовывать заданные порядки и аппроксимации при меньшей зависимости от нагрузки. Фильтр Баттерворта обеспечивает гладкую полосу пропускания, а фильтр Чебышева дает более узкую переходную область за счет допустимой ряби.

Библиографический список

1. Клочко В. К., Кузнецов В. П., Ву Ба Хунг. Оценивание параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 80. С. 12–23. DOI: 10.21667/1995-4565-2022-80-12-23.

2. Дмитриев В. Т., Ву Хоанг Шон. Применение трёхканальной модификации алгоритма Хургина – Яковлева в алгоритмах первичного кодирования речевых сигналов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2024. № 88. С. 3–14. DOI: 10.21667/1995-4565-2024-88-3-14.

3. Васильев Е. П., Лыу Т. Д. Моделирование фильтров на связанных линиях // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2025. № 92. С. 3–12. DOI: 10.21667/1995-4565-2025-92-3-12.

УДК 621.396:519.2; ГРНТИ 47.05.07

АНАЛИЗ ЗАКОНОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЗАДАЧ

Д.О. Орехво, П.А. Тимохина

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, orekhvo.d.o@yandex.ru, timohina.po98@yandex.ru

Аннотация. В радиотехнике шумы, замирания, импульсные помехи и разброс параметров аппаратуры носят вероятностный характер, поэтому корректный выбор закона распределения является ключевым для достоверного имитационного моделирования и инженерной оценки характеристик систем. В работе кратко систематизированы распределения, наиболее типичные для задач связи и радиолокации, приведены их физические предпосылки и базовые математические модели. Экспериментальная часть демонстрирует статистическую проверку нормального и пуассоновского распределений на синтетических выборках, а также связь параметров распределений с радиотехническими величинами (мощность шума, уровень постоянной составляющей, интенсивность импульсных помех).

Ключевые слова: закон распределения, гауссовский шум, распределение Рэлея, Райса, Накагами, Пуассона, импульсная помеха, имитационное моделирование, радиотехнические системы.

ANALYSIS OF DISTRIBUTION LAWS FOR MODELING RADIO ENGINEERING TASKS

D.O. Orekhvo, P.A. Timokhina

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, orekhvo.d.o@yandex.ru, timohina.po98@yandex.ru

The summary. In radio engineering, noise, fading, pulse interference and the spread of equipment parameters are probabilistic in nature, therefore, the correct choice of the distribution law is key for reliable simulation and engineering evaluation of system characteristics. The paper briefly systematizes the distributions most typical for communication and radar tasks, provides their physical prerequisites and basic mathematical models. The experimental part demonstrates the statistical verification of the normal and Poisson distributions on synthetic samples, as well as the relationship of the distribution parameters with radio engineering values (noise power, constant component level, pulse interference intensity).

Keywords: distribution law, Gaussian noise, Rayleigh, Rice, Nakagami, Poisson distribution, pulse interference, simulation modeling, radio engineering systems.

Сигналы и помехи в радиотехнических системах (РТС) описываются случайными процессами: тепловой шум приемника, многолучевое распространение и замирания, импульсные помехи, а также технологический разброс параметров узлов. В результате задачи обнаружения, оценивания параметров, моделирования каналов и оценки помехоустойчивости неизбежно опираются на вероятностные модели [1, 5].

Практическая проблема заключается в том, что назначение по умолчанию нормального распределения для любых случайных воздействий часто приводит к ошибкам: многие помехи в радиолокации и связи имеют негауссовский характер (тяжёлые хвосты, асимметрия, смеси). Поэтому необходимо связывать выбор закона распределения с физикой формирования сигнала/помехи и с типом приемной обработки [2].

Цель работы - показать, какие распределения наиболее естественны для ключевых радиотехнических эффектов, и экспериментально подтвердить базовые статистические свойства нормального и пуассоновского распределений как основы для моделирования шума и импульсных помех.

Основными характерными для радиотехники законами распределеиня являются следующие [3].

1. Нормальное распределение

В классической модели приемника аддитивная помеха считается гауссовской:

$$n \sim N(\mu, \sigma^2), f_n(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2})$$

Здесь μ соответствует постоянной составляющей/смещению (например, *DC*-сдвиг тракта), а σ^2 – дисперсии, связанной с мощностью шума.

Для дискретного сигнала x[k] = s[k]+n[k] при нулевом среднем шума μ = 0 справедливо:

$$P_n = \mathrm{E}\left\{n^2\left[k\right]\right\} = \sigma^2, SNR = \frac{P_s}{P_n} = \frac{\mathrm{E}\left\{s^2\left[k\right]\right\}}{\sigma^2}.$$

В задачах обнаружения это определение связывает параметры генерации шума с вероятностными характеристиками детектора: изменение σ^2 напрямую меняет распределение статистики решения и требуемый порог [4].

2. Рэлеевское распределение

При квадратурном приеме комплексная огибающая часто моделируется как

$$z = I + jQ,$$

Здесь *I* и *Q* независимые нормальные компоненты:

$$I \sim N(0, \sigma^2), Q \sim N(0, \sigma^2).$$

Тогда модуль (огибающая) $r = |z| = \sqrt{I^2 + Q^2}$ имеет распределение Рэлея:

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp(-\frac{r^2}{2\sigma^2}), r \geq 0.$$

Такая модель соответствует ситуации, когда результирующее поле образовано суммой большого числа отраженных/рассеянных компонент без выраженного «прямого» или

доминирующего сигнала. Это типично для глубоких замираний и распределенных отражателей.

3. Райсовское распределение

Если присутствует детерминированная составляющая (прямой луч, сильная отражающая компонента), модель изменяется:

$$I \sim N(\nu, \sigma^2), Q \sim N(0, \sigma^2),$$

и огибающая $r = \sqrt{I^2 + Q^2}$ подчиняется распределению Райса.

Параметр υ в данном случае задает уровень доминирующей составляющей, а отношение υ/σ характеризует выраженность прямой компоненты относительно рассеянного фона. Это влияет на вероятности обнаружения и на эффективность согласованной или квазиоптимальной обработки в РТС.

4. Пуассоновское распределение

Импульсные помехи (электроразряды, коммутационные процессы, индустриальные выбросы, помехи от импульсных передатчиков) разумно моделировать как поток событий. Число импульсов K за интервал T при интенсивности λ описывается распределением Пуассона:

$$P_r\{K = k\} = \frac{(\lambda T)^k}{k!} e^{-\lambda T}, k = 0,1,2,...$$

Ключевое свойство:

$$\mathrm{E}\{K\} = \lambda T, V_{ar}\{K\} = \lambda T.$$

В данном случае λ задает среднюю плотность импульсных помех. В цифровой обработке это связано с вероятностью появления выбросов в отсчетах, ухудшением оценок мощности/корреляции и с деградацией детекторов, чувствительных к одиночным «аномальным» значениям.

Дополнительно импульсная помеха может задаваться как сумма импульсов:

$$p(t) = \sum_{i=1}^{K} a_i g(t - t_i),$$

где t_i - моменты появления, a_i - случайные амплитуды (часто тяжёлохвостые), а $g(\cdot)$ - форма импульса (например, экспоненциальный или гауссовский импульс). Такая конструкция позволяет приблизить реальную структуру помех, а не только число событий.

Для создания случайных величин применяются их генераторы, которые можно разделить на два типа.

1) Генератор истинно случайных чисел (ГИСЧ) - физические источники энтропии (например, шумовые процессы). Для имитационного моделирования их главный недостаток - отсутствие удобной воспроизводимости.

2) Генератор псевдослучайных чисел (ГПСЧ) - алгоритмические генераторы псевдослучайных последовательностей, задаваемые начальным состоянием (seed).

В задачах моделирования РТС чаще выбирают ГПСЧ, поскольку он обеспечивает: воспроизводимость эксперимента, что является важным при сравнении алгоритмов обработки на одинаковых реализациях; высокую скорость генерации больших массивов; удобное получение требуемых распределений.

При этом для радиотехнических задач особенно важно, что бы генератор не вносил «паразитную структуру» в частотной области. Например, короткий период или плохие спек-

тральные свойства ГПСЧ могут проявиться как искусственные корреляции в спектральных оценках, что недопустимо при моделировании фильтрации, доплеровской обработки и корреляционного приема.

В инженерной практике моделирования широко используется Python/NumPy. Рекомендованный способ создания генератора:

rng = numpy.random.default_rng(seed).

Документация NumPy указывает, что default_rng использует PCG64 как генератор битов по умолчанию, превосходящий по статистическим свойствам и производительности устаревший MT19937 из legacy-интерфейса RandomState.

Параметр seed задает начальное состояние PRNG. При фиксированном seed последовательность детерминирована, что позволяет отлаживать алгоритм обработки на неизменных реализациях шума/помех и проводить достоверные сравнительные эксперименты (например, сравнение двух фильтров по одной и той же выборке).

Практически любые распределения в моделировании РТС строятся на основе базовых равномерных величин $u \sim U(0,1)$ и преобразований.

Гауссовский шум: генерируется как $z \sim N(0,1)$ с последующим масштабированием:

$$n = \mu + \sigma z.$$

Рэлеевская огибающая: генерируется через две квадратурные гауссовские компоненты:

$$r = \sqrt{I^2 + Q^2}, I, Q \sim N(0, \sigma^2).$$

Райсовская огибающая: задается смещением одной из квадратур:

$$r = \sqrt{(I + \nu)^2 + Q^2}, I, Q \sim N(0, \sigma^2).$$

Пуассоновский поток событий: генерируется как $K \sim Pois(\lambda T)$, после чего моменты появления t_iмогут быть равномерными на $[0, T]$ или формироваться как сумма экспоненциальных межприходов

В ходе эксперимента методом статистического моделирования, который выполнялся в среде Python/NumPy, где формировались и анализировались синтетические выборки:

гауссовская $n[k] \sim \pi N(0,1)$ при $N = 1000$;

пуассоновская $K \sim Pois(\lambda)$ при нескольких значениях λ.

Для выборки $n[k]$ вычислялись выборочные оценки:

$$\hat{\mu} = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} n[k], \hat{\sigma}^2 = \frac{1}{N-1}\sum_{k=1}^{N} (n[k] - \hat{\mu})^2.$$

Затем оценивались доли отсчетов, попавших в интервалы $[\hat{\mu} \pm \hat{\sigma}], [\hat{\mu} \pm 2\hat{\sigma}], [\hat{\mu} \pm 3\hat{\sigma}]$. (рисунок 1). Для нормального распределения теоретически ожидаются значения порядка 0.68, 0.95 и 0.997 соответственно.

Совпадение эмпирических долей с теоретическими в пределах статистической погрешности подтверждает корректность генерации и применимость нормальной модели для данного типа шума.

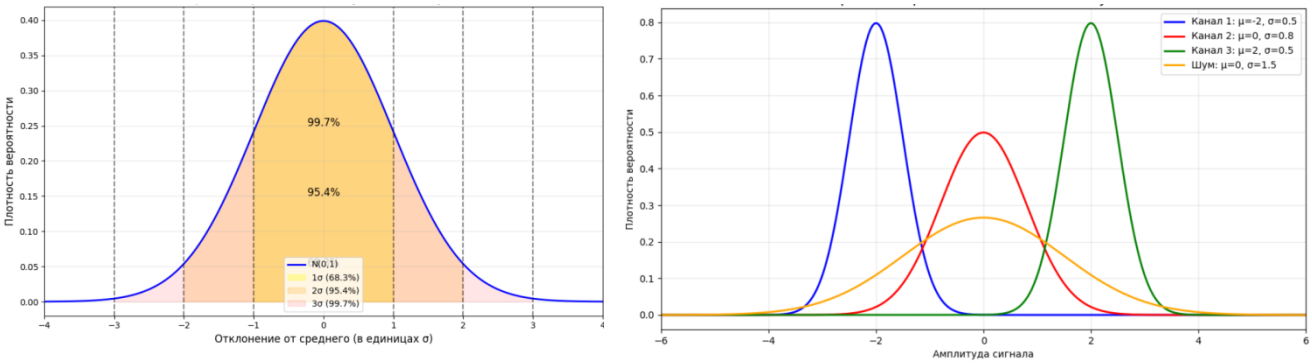


Рис. 1. Проверка нормальной модели: оценки параметров и правило «трёх сигм»

Правило «трёх сигм» часто используется как инженерный ориентир для настройки порогов и допустимых отклонений при анализе шумовых процессов. В задачах обнаружения выбор порога связан с вероятностью ложной тревоги, которая критически зависит от хвоста распределения. Если фактические хвосты тяжелее гауссовских (негауссовские выбросы), то пороги окажутся оптимистичными.

Для пуассоновских выборок (рисунок 2) проверялось соотношение:

$$\mathrm{E}\{k\} = V_{ar}\{k\} = \lambda.$$

На практике оценивались выборочные $\hat{m}$ и $\hat{V}_{ar}$ и сравнивались с λ.

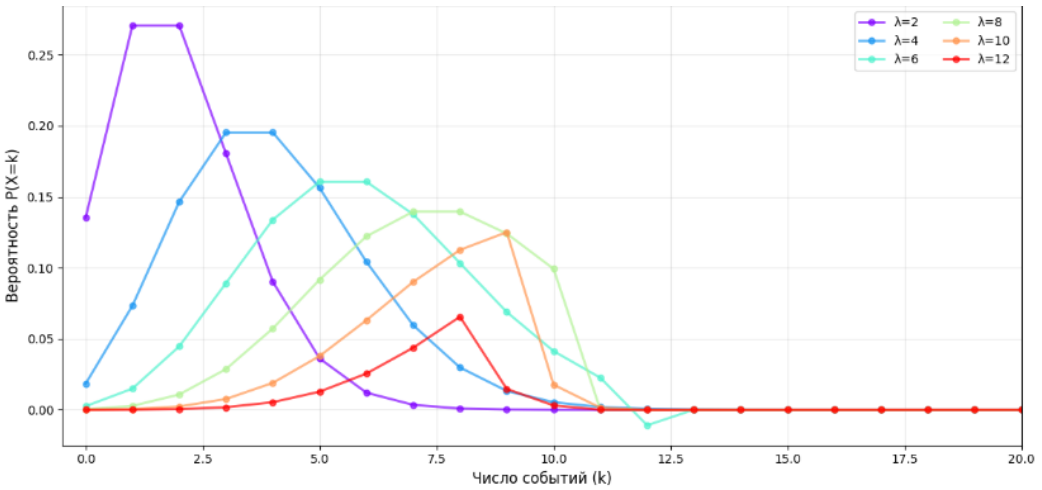


Рис. 1. Семейство кривых распределения Пуассона

Наблюдаемое приближение $\hat{m} \approx \hat{V}_{ar} \approx \lambda$ подтверждает корректность пуассоновской модели потока событий.

Таким образом можно сказать, что корректная постановка имитационного эксперимента для радиотехнических задач должна включать: выбор распределений, согласованный с физическим механизмом формирования помех, шумов и полезного сигнала, грамотную генерацию случайных величин с контролем статистических свойств, а также обеспечивать воспроизводимость эксперимента.

Нормальная модель остается базовой для описания теплового шума и многих линейных трактов, однако при моделировании огибающей в многолучевых каналах естественно возникают распределения Рэлея и Райса. Для импульсных помех принципиально важна пуассоновская модель потока событий и проверка характерного свойства равенства среднего и дисперсии. Обосновано, что использование современных ГПСЧ и интерфейса default_rng в

NumPy, основанного на PCG64, обеспечивает практическую надежность генерации и воспроизводимость экспериментов.

Библиографический список

1. Корогодин И.В., Захарова Е.В. Методы моделирования радиотехнических устройств и систем: лабораторный практикум. – М.: Издательство МЭИ, 2020. – 79 с.

2. Азадов М.А. Анализ влияния параметров законов распределения на надежность элементов технических систем // Научное обозрение. Технические науки. – 2025. – № 1. – С. 36–40.

3. Кошелев В. И., Тринь Н. Х. Алгоритм быстрого преобразования Фурье неэквидистантных последовательностей импульсов // Вестник РГРТУ. 2023. № 85. С. 3–13. DOI: 10.21667/1995-4565-2023-85-3-13.

4. Андреев В. Г., Жирков Е. А. Методы анализа световых отражений при лазерном зондировании атмосферы // Вестник РГРТУ. 2023. № 85. С. 14–22. DOI: 10.21667/1995-4565-2023-85-14-22

5. Дмитриев В. Т., Черентаева Е. С., Черентаев М. А. Модификация алгоритма классификации шумов на изображениях с использованием нейронной сети обратного распространения ошибки // Вестник РГРТУ. 2024. № 90. С. 22–31. DOI: 10.21667/1995-4565-2024-90-22-31.

УДК 621.396

ОЦЕНКА ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ШУМОВ И ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

В.И. Кошелев, Х.Ф. Нгуен

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, koshelev.v.i@rsreu.ru, hongphu@mail.ru

Аннотация. Предложен подход, основанный на квадратичной спектральной оценке по корреляционной матрице с использованием марковской модели пассивной помехи. Показано, что спектральные оценки позволяют раздельно оценивать мощности помеховой и шумовой составляющих и тем самым определять динамический диапазон устройства обработки. Проведено численное моделирование при различных значениях длины выборки, параметрах помехи и нормированного доплеровского сдвига частоты. Получены зависимости оценки динамического диапазона в зависимости от входного динамического диапазона и проанализировано влияние параметров модели на точность оценки. Получены оценки диапазона изменения параметров сигнала, определяющие применимость метода для анализа характеристик цифровых устройств обработки сигналов.

Ключевые слова: динамический диапазон; корреляционная матрица; квадратичная спектральная оценка; пассивная помеха; марковская модель; аддитивный шум; метод минимальной дисперсии; цифровая обработка сигналов

ESTIMATION OF THE DYNAMIC RANGE OF A SIGNAL PROCESSING DEVICE IN THE PRESENCE OF NOISE AND PASSIVE INTERFERENCE

V.I. Koshelev, H.Ph. Nguyen

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Ryazan, Russian Federation, koshelev.v.i@rsreu.ru, hongphu@mail.ru

Abstract. A method is proposed based on a quadratic spectral estimation using the correlation matrix with a Markov model of passive interference. It is shown that the spectral estimates make it possible to separately evaluate the powers of the interference and noise components and thereby determine the dynamic range of the processing device. Numerical simulations were carried out for various values of the sample length, interference parameters, and normalized Doppler frequency shift. Dependencies of the estimated dynamic range on the input dynamic range were obtained, and the influence of model parameters on estimation accuracy was analyzed. Estimates of the range of variation of signal parameters were obtained, determining the applicability of the method for analyzing the characteristics of digital signal processing devices.

Keywords: dynamic range; correlation matrix; quadratic spectral estimation; passive interference; Markov model; additive noise; minimum variance method; digital signal processing.

В современных радиотехнических и цифровых системах обработки сигналов динамический диапазон (ДД) устройства является одним из важных параметров, влияющих на качество функционирования аппаратуры. Особенно важной является его корректная оценка в условиях воздействия шумов и пассивных помех, характерных для практических радиоканалов [3].

Точное определение ДД позволяет обоснованно масштабировать обрабатываемые сигналы, более полно использовать разрядную сетку цифровых устройств и тем самым предотвращать потерю полезной информации из-за ограничения амплитуды и уменьшать шумы квантования. Кроме того, знание ДД шумовой и пассивной составляющих необходимо для корректного выбора порядков и весовых коэффициентов режекторных фильтров, предназначенных для подавления пассивных помех.

Традиционные методы оценки ДД в основном базируются на энергетических показателях и недостаточно учитывают корреляционные свойства пассивных помех, что снижает их точность в условиях отсутствия полезного сигнала и доминирования отражённых составляющих [1].

В связи с этим в работе применяется метод оценки спектральной плотности мощности (СПМ) по корреляционной матрице с использованием марковской модели пассивной помехи. Выбор данного подхода обусловлен тем, что он непосредственно учитывает корреляционную структуру входного процесса и обеспечивает корректное разделение вкладов некоррелированного шума и коррелированной пассивной помехи, что особенно важно в условиях малого уровня полезного сигнала.

Целью работы является установление зависимости ДД на выходе устройства от соответствующего показателя на его входе на основе корреляционно-матричного анализа.

Рассмотрим устройство обработки сигналов, на вход которого поступает случайный процесс, представляющий собой смесь аддитивного шума и пассивной помехи. В дискретном времени входная смесь пассивного помеха и шума *x(n)* запишем в виде:

$$x(n) = p(n) + n(n)\,, \tag{1}$$

где *p(n)* – пассивная помеха, обусловленная отражёнными сигналами подстилающей поверхности и местных объектов, а *n(n)* – аддитивный белый гауссов шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ^2.

В отличие от шумовой составляющей помеха *p*(*n*) имеет преобладающий уровень и обладает выраженными корреляционными свойствами. Именно наличие статистической зависимости отсчётов пассивной помехи приводит к изменению спектрально-корреляционной структуры смеси на входе устройства обработки и, как следствие, влияет на формируемый ДД. Предполагаем, что процессы *n(n)* и *p(n)* статистически независимы.

Для количественной оценки свойств входной смеси введём показатель ДД по отношению шумовой и помеховой составляющих.

ДД на входе устройства определим как:

$$\lambda = \sigma^2 / P_{ПП,вх}, \tag{2}$$

где σ^2 – мощность шумовой составляющей, а $P_{ПП,вх}$ – мощность пассивной помехи.

Аналогично введём ДД процесса прошедшего обработку в устройстве его оценки:

$$\hat{\lambda} = P_{Ш,вых} / P_{ПП,вых}, \tag{3}$$

где $P_{Ш,вых}$, $P_{ПП,вых}$ – мощности соответствующих шума и пассивного помеха на выходе устройства.

Принятое определение позволяет непосредственно оценивать изменение соотношения шумовой и помеховой энергии при прохождении сигнала через тракт обработки.

Основной задачей настоящей работы является исследование преобразования ДД при прохождении смеси шума и пассивной помехи через устройство обработки сигналов.

Установим функциональную зависимость $\hat{\lambda} = f(\lambda)$, характеризующую влияние входного ДД на соответствующий показатель на выходе устройства. Получение данной зависимости позволяет количественно оценить способность рассматриваемого устройства сохранять или изменять соотношение шумовой и помеховой составляющих обрабатываемого процесса.

В работе для оценки энергетических характеристик входной смеси используется оценка СПМ, формируемая по корреляционной матрице наблюдаемого процесса. Физический смысл рассматриваемого метода заключается в том, что спектральная мощность на заданной частоте определяется как результат пространственно-временной фильтрации входного процесса с весами, согласованными со структурой корреляционной матрицы.

В радиолокационных системах для моделирования радиосигналов широко применяются многомерный случайный процесс с гауссовским распределением. Корреляционная матрица входной суммы помехи и шума представляется в следующем виде [2]:

$$\mathbf{R} = \frac{\alpha \mathbf{R}_{\Gamma} + (1-\alpha)\mathbf{R}_{\mathbf{P}} + \lambda \mathbf{E}}{1+\lambda}, \tag{4}$$

где: $\mathbf{R}_{\Gamma}$ – матрица корреляций при бесконечносвязаном марковском процессе, элементы которой:

$$R_{\Gamma_{i,j}} = e^{\frac{-\left[\pi(i-j)\Delta fT\right]^2}{2,8}}, \tag{5}$$

$\mathbf{R}_{\mathbf{P}}$ – матрица корреляций при односвязном марковском процессе, элементы которой:

$$R_{P_{i,j}} = e^{-\pi|i-j|\Delta fT}, \tag{6}$$

ΔfT – ширина спектра флюктуаций помехи;

E – единичная матрица;

α и (α-1) – соответственно доли гауссовской и экспоненциальной компонент процесса;

λ – относительная доля белого гауссовского шума в случайном процессе.

Бесконечносвязаный процесс соответствует быстрому спаданию спектральной плотности мощности (СПМ) от центральной частоты (нулевой частоты) к периферии. Его корреляционная матрица $\mathbf{R}_{\Gamma}$ соответствует медленному спаданию коэффициентов корреляции при удалении их от главной диагонали.

Односвязаный процесс, напротив, соответствует медленному спаданию спектральной плотности мощности (СПМ) от центральной частоты (нулевой частоты) к периферии. А его корреляционная матрица $\mathbf{R}_{\mathbf{P}}$ соответствует более быстрому спаданию коэффициентов корреляции при удалении их от главной диагонали.

Для количественной оценки энергетических характеристик выходного процесса используется квадратичная форма по корреляционной матрице входного сигнала. Известно, что средняя мощность на выходе линейного фильтра с весовым вектором $\boldsymbol{W}$ при входной корреляционной матрице R определяется выражением [2, 3]:

$$P_{вых} = \mathbf{W}^H \mathbf{R}\mathbf{W} / \mathbf{W}^H \mathbf{W}, \tag{7}$$

где $\mathbf{W}^H$ сопряжённо-транспонированный вектор **W**.

Спектральные оценки формируются как коэффициенты дискретного преобразования Фурье корреляционной матрицы входного процесса. Однако, поскольку практический интерес представляют только два характерных канала – $k = 0$ [2](соответствует пассивной помехе, имеющей близкий к нулю сдвиг частоты несущего колебания) и $k = N/2$ [2] (соответствует области шумовой составляющей). Таким образом, вычисление полного набора спектральных коэффициентов не требуется.

В связи с этим в качестве весового вектора используется дискретный Фурье-вектор, соответствующий анализируемому частотному каналу. Такой подход позволяет непосредственно оценивать энергетический вклад процесса в заданной спектральной точке без выполнения полного дискретного преобразования Фурье. Вектор **W**(k) определяется выражением:

$$\mathbf{W_n}(k) = e^{-j\frac{2\pi nk}{N}}, \tag{8}$$

где N – длина выборки, является числом, равным степени двойки; $n = 0,..., N-1$; $k = 0,..., N-1$.

$\mathbf{W_n}(k)$ осуществляет согласованную настройку фильтра на дискретную частоту k. В этом случае величина

$$P(k) = \mathbf{W}^H(k)\mathbf{R}\mathbf{W}(k)/\mathbf{W}^H(k)\mathbf{W}(k) \tag{9}$$

может интерпретироваться как приближенная оценка энергетического вклада процесса в соответствующем частотном канале. Физически это означает, что выполняется «зондирование» энергии случайного процесса узкополосным фильтром, настроенным на частоту, соответствующую k-му каналу дискретного (быстрого) преобразования Фурье. Благодаря различию корреляционных свойств шумовой и пассивной составляющих их вклады в различных спектральных каналах оказываются существенно различными.

В частности, при k = 0 получаем приближенную оценку мощности пассивной помехи:

$$P_{ПП,вых} \approx P(0), \tag{10}$$

тогда как в канале k = N/2 при выполнении условий, рассмотренных выше, спектральная оценка определяется преимущественно шумовой составляющей:

$$P_{Ш,вых} \approx P\left(\frac{N}{2}\right). \tag{11}$$

Это позволяет определить ДД на выходе устройства в виде:

$$\hat{\lambda} \approx P\left(\tfrac{N}{2}\right)/P(0). \tag{12}$$

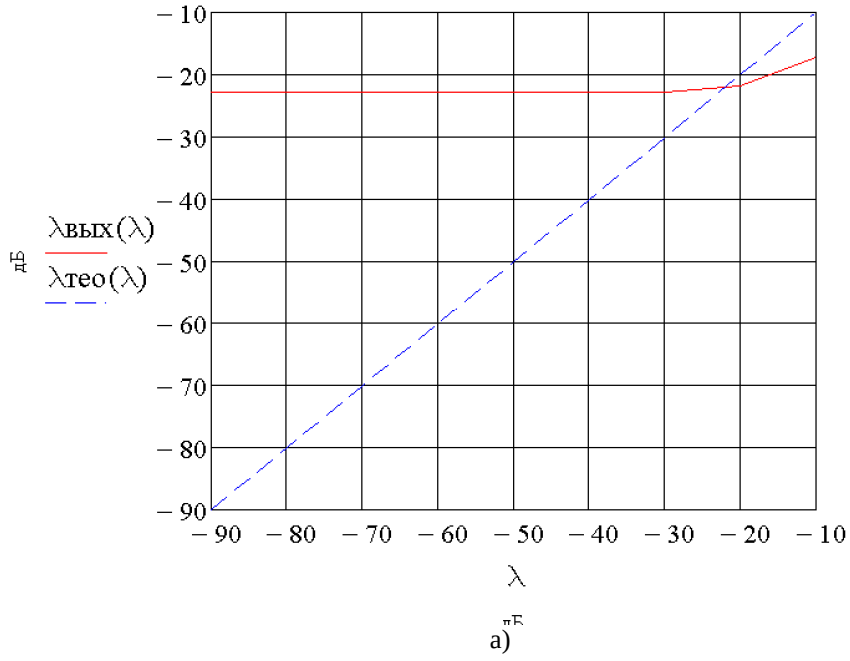
Моделирование выполнялось в программной среде Mathcad. В качестве входных параметров задавались основные характеристики моделируемого процесса. К числу варьируемых параметров относились:

- длина выборки N;
- весовой коэффициент помеховой составляющей α;
- дисперсия аддитивного шума σ^2;
- нормированное доплеровское произведение ΔfT.

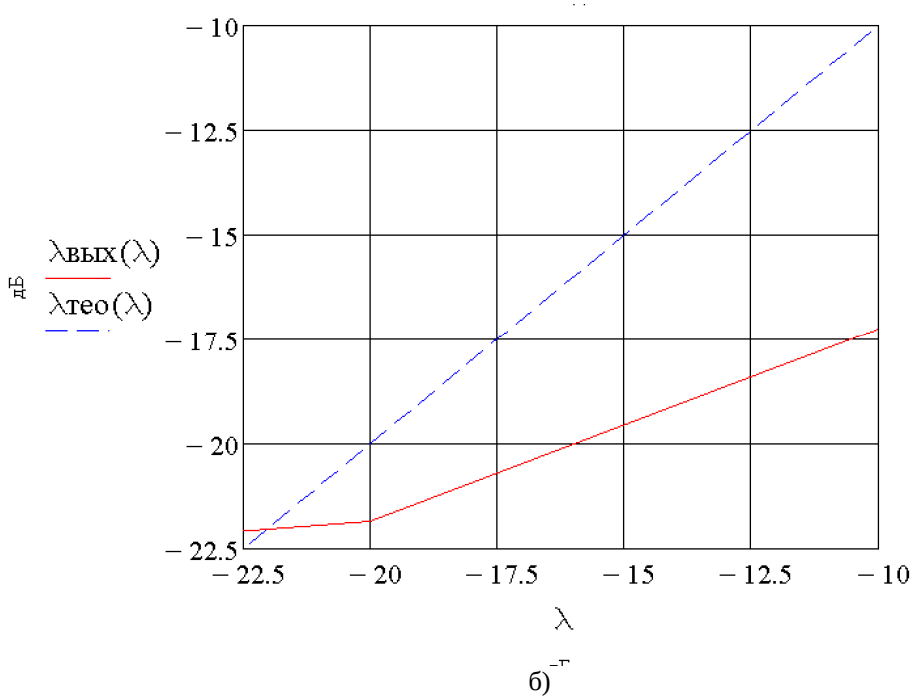
Выбранный набор параметров позволял управлять корреляционными и энергетическими свойствами входной смеси и исследовать преобразование ДД устройством обработки сигналов.

Для упрощения применения алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) к операциям с корреляционными матрицами длина выборки N выбиралась равной целой степени двойки $N = 2^m$. При проведении численного эксперимента использовались следующие зна-

чения параметров: длина выборки $N = 8$, весовой коэффициент пассивной помехи $\alpha = 0,9$, нормированное значение ширины спектра флуктуаций $\Delta fT = 0,05$. ДД на входе варьировался в диапазоне от -90 дБ до -10 дБ. По результатам моделирования была получена зависимость оценки ДД процесса от соответствующего показателя на входе, представленная на рисунке 1.



а)



б)

Рис. 1. Зависимость ДД на выходе устройства от ДД на входе при $N = 8$, $\alpha = 0,9$, $\Delta fT = 0,05$

Как следует из рисунка 1 а, ДД на выходе устройства изменяется незначительно при варьировании входного ДД в интервале от -90 дБ до примерно -20 дБ. В данной области выходная характеристика имеет выраженный участок, на котором отсутствует чувствительность алгоритма к изменению ДД, что указывает на доминирующее влияние пассивной помехи. И только при увеличении входного ДД в области от -20 дБ до -10 дБ наблюдается

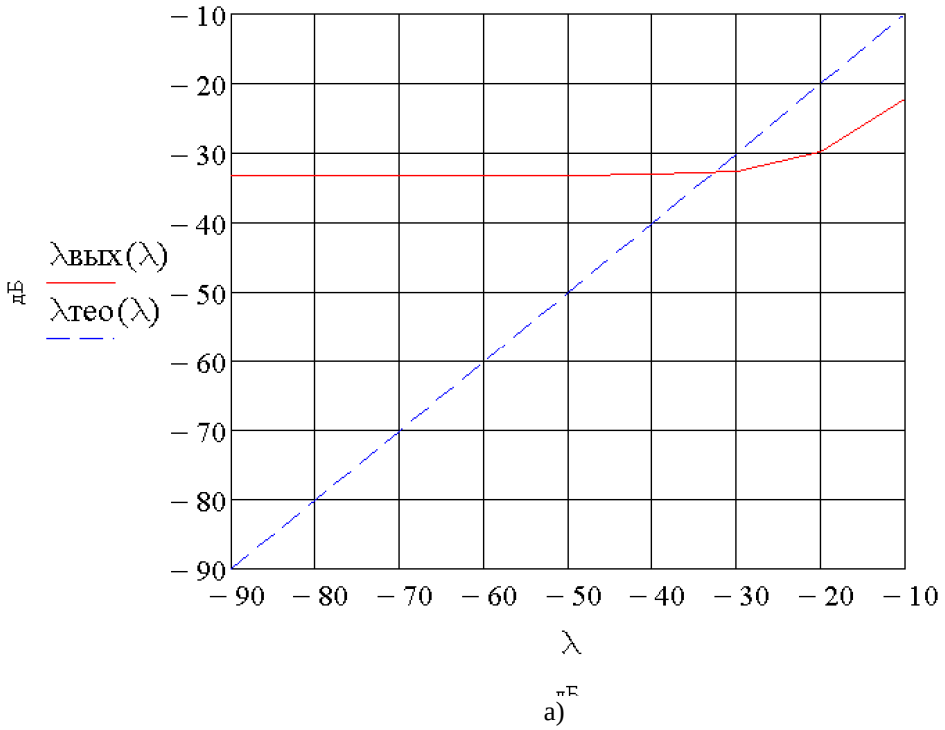
переход к квазилинейному режиму. В этом диапазоне зависимость $\hat{\lambda}$ от λ приобретает практически линейный характер (рис.1 б).

На таблице 1 представлены значения $\hat{\lambda}$ при разных значениях N, α .

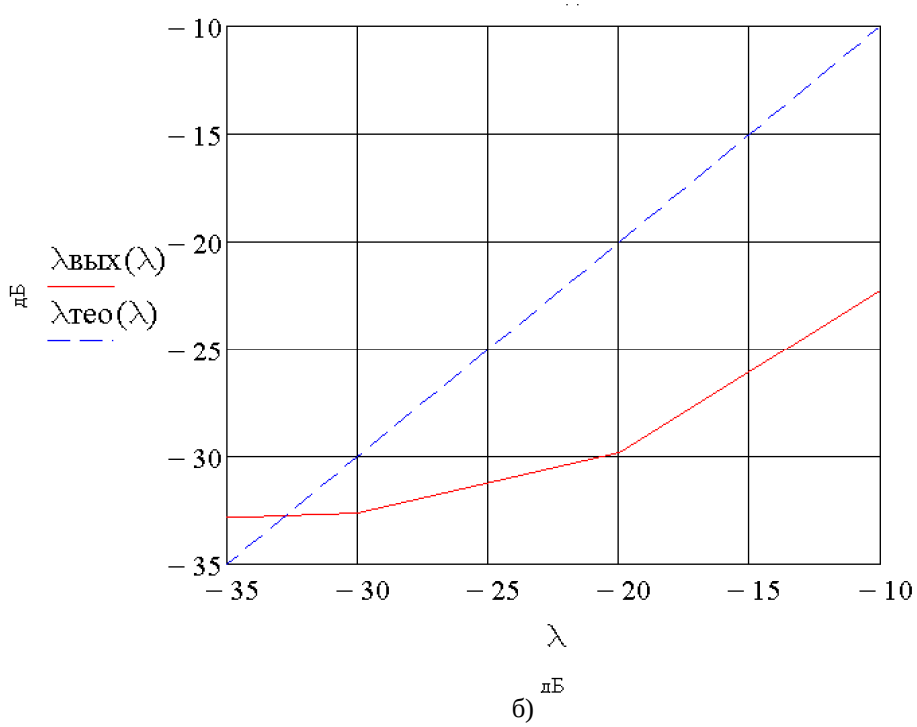
Таблица 1: Значения $\hat{\lambda}$ при разных значениях N, α при $\lambda = -90..-10$ дБ

λ, дБ	$\hat{\lambda}$, дБ		
	N = 8, α = 0.9, ΔfT = 0.05	N = 512, α = 0.9, ΔfT = 0.05	N = 8, α = 0.1, ΔfT = 0.05
-90	-22.887	-33.112	-17.023
-80	-22.887	-33.112	-17.023
-70	-22.887	-33.112	-17.023
-60	-22.887	-33.112	-17.023
-50	-22.886	-33.107	-17.022
-40	-22.875	-33.063	-17.019
-30	-22.771	-32.646	-16.985
-20	-21.849	-29.822	-16.663
-10	-17.244	-22.223	-14.35

Результаты моделирования зависимости ДД на выходе устройства при $N = 512$, $\alpha = 0{,}9$, $\Delta fT = 0{,}05$ показаны на рисунке 2.



а)

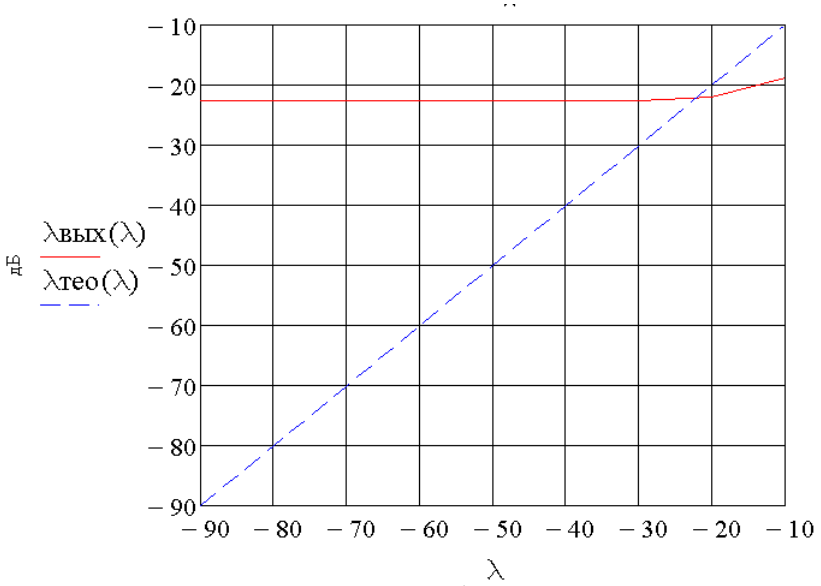


б)

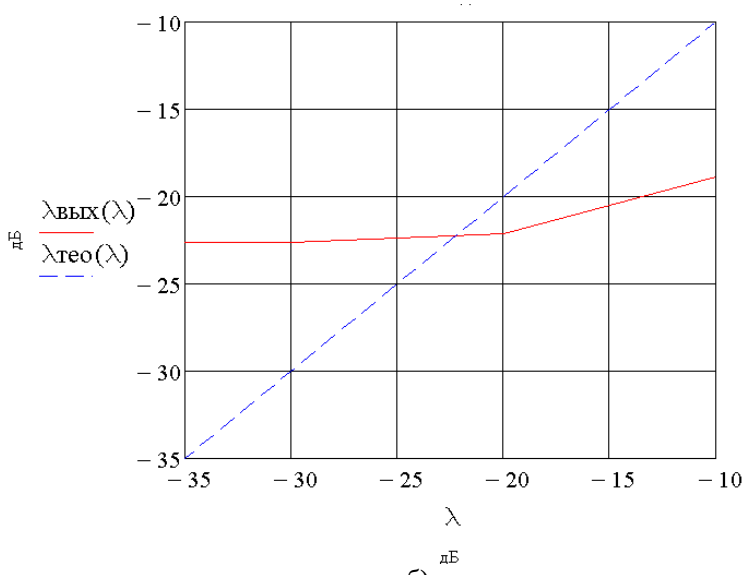
Рис. 2. Зависимость ДД на выходе устройства от ДД на входе при $N = 512$, $\alpha = 0{,}9$, $\Delta fT = 0{,}05$

Из рисунка 2 видно, что при увеличении длины выборки до $N = 512$ протяжённость линейного участка зависимости ДД на выходе от ДД на входе практически не увеличивается. При этом уменьшается уровень области слабой зависимости $\hat{\lambda}$ от λ. Одновременно наблюдается рост расхождения $\Delta\lambda$ между зависимостью оценки ДД от ДД на входе по теории значением и результатами расчёта. Так, по таблице 1, при $N = 8$, $\lambda = -10$ дБ величина $\Delta\lambda$ составляет около 7,2 дБ, тогда как при $N = 512$, $\lambda = -10$ дБ она увеличивается до 12 дБ. Таким образом, увеличение длины выборки в рассматриваемых условиях не расширяет линейную область характеристики, однако влияет на уровень выходного ДД и точность его соответствия теоретической оценке. Дополнительно можно отметить, что при больших значениях N усиливается влияние структурных особенностей корреляционной матрицы, что отражается на чувствительности спектральной оценки к остаточным корреляционным связям входного процесса. Это указывает на наличие оптимального диапазона длины выборки, при котором достигается компромисс между устойчивостью оценки и её приближением к теоретической зависимости.

В отличие от рисунка 2, на рисунке 3 все параметры моделирования сохранены без изменений, за исключением весового коэффициента помеховой составляющей, значение которого уменьшено до $\alpha = 0{,}1$. Полученные результаты показывают, что при снижении α величина расхождения $\Delta\lambda$ уменьшается. Это объясняется ослаблением вклада коррелированной пассивной помехи во входную смесь, вследствие чего спектральная оценка становится более близкой к теоретической модели. Дополнительно следует отметить, что уменьшение коррелированной составляющей приводит к снижению искажения спектральной структуры процесса, что повышает устойчивость оценки динамического диапазона в рассматриваемом частотном канале.



а)



б)

Рис. 3. Зависимость ДД на выходе устройства от ДД на входе при $N = 512$, $\alpha = 0{,}1$, $\Delta fT = 0{,}05$

При уменьшении длины выборки до $N = 2$, снижении весового коэффициента до $\alpha = 0{,}1$ и задании нормированного доплеровского произведения $\Delta fT = 5 \cdot 10^{-10}$ полученная зависимость ДД на выходе от ДД на входе практически совпадает с теоретической. При указанных параметрах величина расхождения $\Delta\lambda$ составляет всего порядка $3{,}2 - 3{,}4$ дБ (рис.4 и табл.2). Это свидетельствует о том, что в условиях сильной корреляции пассивной помехи и малой длины выборки предложенный метод обеспечивает наилучшее согласование с теоретической моделью ДД.

Таблица 2: Значение зависимость ДД на выходе устройства от ДД на входе при при $N = 512$, $\alpha = 0{,}1$, $\Delta fT = 5 \cdot 10^{-10}$

$\lambda_{вх}$, дБ	-90	-80	-70	-60	-50	-40	-30	-20	-10
$\lambda_{вых}$, дБ	-92.436	-82.949	-73.004	-63.01	-53.01	-43.011	-33.012	-23.032	-13.222

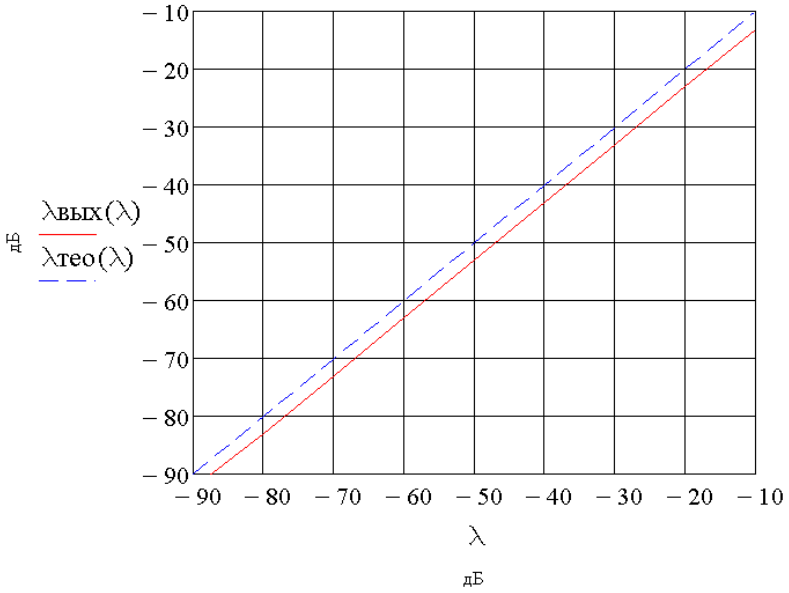


Рис. 4. Зависимость ДД на выходе устройства от ДД на входе при N = 2, α = 0.1, $\Delta fT = 5 \cdot 10^{-10}$

Таким образом, можно сделать вывод о том, что при значительном (десятки дБ) уровне узкополосной помехи и одновременном сужении ее спектра флуктуаций ($\Delta fT<0,05$) рассмотренный метод позволяет с приемлемой точностью оценивать ДД входного процесса, что позволяет использовать его для масштабирования обрабатываемого процесса и обеспечивать рациональное использование линейного участка аналоговой части приемного устройства и динамического диапазона аналого-цифрового преобразователя. Полученные результаты можно использовать в процедурах оценки параметров узкополосных помех [4] адаптации режекторного фильтра [5].

Библиографический список

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы // Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. И доп. - М.: Радиотехника, 2015. - 440 с.

2. Кошелев В.И. Методы и алгоритмы цифрового спектрального анализа сигналов. Учебное пособие - М.: КУРС, 2021. - 144с.

3. Кошелев В.И. Основы теории радиосистем и комплексов радиоэлектронной борьбы. Учебное пособие - Москва: КУРС, 2022. - 200с.

4 Кошелев В.И., Холопов И.С. Оценка параметра связности узкополосных помех, описываемых марковской моделью, в прикладных задачах обнаружения радиолокационных сигналов. //Радиоэлектроника.–2010.–№ 5.–С. 3-11(Изв. высш. учеб. заведений).2010.–№ 5.–С. 3-11(Изв. высш. учеб. заведений).

5 Кошелев В.И., ВуТуан Ань. Адаптация многоканального режектоного фильтра к параметрам помех //Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2007. – №21. – С.94-96.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.61.29

РЕКУРРЕНТНЫЙ ДВУХЭТАПНЫЙ АЛГОРИТМ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОДАВЛЕНИЯ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С ФАЗИРОВАННЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЁТКАМИ

Чан Ван Тинь

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, tinhk57@gmail.com

Аннотация. Алгоритм основан на двухэтапной процедуре пространственной обработки и реализован в рекуррентной форме на основе метода наименьших квадратов. На первом этапе выполняется оценка корреляционной матрицы активной шумовой помехи (АШП) и формирование нулей диаграммы направленности в направлении помехи, на втором – оптимизация основного лепестка в пониженном подпространстве. Предлагаемая реализация не требует обращения корреляционной матрицы, а объём вычислений определяется операциями, число которых пропорционально квадрату числа элементов решётки.

Ключевые слова: активная шумовая помеха, фазированная антенная решётка, двухэтапный алгоритм, рекуррентный метод наименьших квадратов, адаптивная пространственная обработка сигналов.

A RECURRENT TWO-STAGE ALGORITHM FOR SPATIAL SUPPRESSION OF ACTIVE NOISE INTERFERENCE IN RADARS WITH PHASED ARRAY ANTENNAS

Tran Van Tinh

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, tinhk57@gmail.com

Abstract. The algorithm is based on a two-stage spatial processing procedure and is implemented in a recursive form using the least-squares method. The first stage estimates the correlation matrix of the active noise interference (ANI) and generates the nulls of the radiation pattern in the interference direction. The second stage optimizes the main lobe in the reduced subspace. The proposed implementation does not require correlation matrix inversion, and the computational effort is determined by operations proportional to the square of the number of array elements.

Keywords: active noise interference, phased array antenna, two-stage algorithm, recurrent least-squares method, adaptive spatial signal processing.

Защита радиолокационных систем (РЛС) от активных шумовых помех (АШП) остаётся одной из ключевых задач современной радиолокации. В условиях радиоэлектронного противодействия эффективность функционирования РЛС во многом определяется способностью системы подавлять преднамеренные помехи при сохранении требуемого уровня обнаружения и сопровождения целей.В РЛС с фазированными антенными решётками (ФАР) подавление АШП осуществляется методами пространственной адаптивной обработки сигналов, основанными на формировании нулей диаграммы направленности (ДН) в направлениях источников помех и оптимизации приёма полезного сигнала. Эффективность таких методов определяется точностью оценивания корреляционной матрицы помехи и устойчивостью алгоритма к ошибкам её вычисления [1].

В работе [2] показано, что двухэтапный алгоритм пространственного подавления АШП обладает повышенной устойчивостью к ошибкам оценивания корреляционной матрицы по сравнению с оптимальным методом. Однако его пакетная реализация требует обращения корреляционной матрицы, при этом оцениваемое количество операций комплексного умножения пропорционально n^3, что при больших n затрудняет применение алгоритма в реальном времени и ограничивает его возможности при изменяющейся помеховой обстановке. В связи с этим актуальной задачей является разработка рекуррентной реализации алгоритма, сохраняющего его устойчивость к ошибкам оценивания и обеспечивающего вычислительную сложность n^2 без прямого обращения корреляционной матрицы.

Постановка задачи

Рассмотрим линейную эквидистантную ФАР из n элементов с межэлементным расстоянием $d_x = 0,5\lambda$. На вход ФАР поступает аддитивная смесь полезного сигнала, АШП и собственного шума приёмника [2]:

$$Y(k) = a_c s(k) + a_n p(k) + n(k), \quad (1)$$

где a_c и $a_{\text{п}}$ – направляющие векторы сигнала и АШП соответственно;

$s(k)$ – комплексная амплитуда полезного сигнала;

$p(k)$ – комплексная амплитуда АШП;

$n(k)$ – n-мерный вектор белого гауссовского шума.

Задача состоит в определении n-мерного вектора весовых коэффициентов (ВВК) W, максимизирующего коэффициент улучшения (КУ) отношения сигнал-(помеха+шум) (ОСПШ) [2]:

$$\mu(W) = (W^H R_c W) / (W^H R_{пш} W) \rightarrow \max, \quad (2)$$

где R_c – корреляционная матрица сигнала;

$R_{\text{пш}}$ – корреляционная матрица помехи и шума.

Оптимальный весовой вектор определяется из условия максимизации коэффициента улучшения отношения сигнал–(помеха+шум). В случае подавления активных шумовых помех это приводит к задаче поиска собственного вектора, соответствующего максимальному собственному значению матричного произведения $R_{пш}^{-1} R_c$, что эквивалентно решению обобщённой задачи на собственные значения. Практическая реализация данного подхода связана с обращением корреляционной матрицы помехи и характеризуется вычислительной сложностью n^3.

Двухэтапный метод подавления АШП

Двухэтапный метод [2] основан на представлении весового вектора в виде произведения векторов

$$W = Dh, \quad (3)$$

где D – матрица формирует нули диаграммы направленности (ДН) в направлении АШП;

h – вектор обеспечивает оптимизацию основного лепестка в пониженном (n−m) - мерном подпространстве.

На **первом этапе** определяется матрица D размерностью $n \times (n–m)$, формирующая нули ДН в направлении АШП. Для этого из КМ помехи $R_{пш}$ выделяется m-мерная подматрица $A_{пш}$ (первые m строк и столбцов), находится её собственный вектор G, соответствующий минимальному собственному значению, и по формуле (11) из [2] строится матрица D.

На **втором этапе** определяется $(n–m)$-мерный вектор h формирования основного лепестка ДН путём решения задачи оптимизации в пониженном подпространстве:

$$\left[\left[D^и R_{пш} D \right]^{-1} \left[D^и R_c D \right] h = \mu_{дв} h \right]. \quad (4)$$

На первом этапе обеспечивается пространственное подавление АШП путём формирования нулей диаграммы направленности в направлении источника помехи. На втором этапе выполняется оптимизация основного лепестка в пониженном подпространстве, что обеспечивает максимизацию коэффициента улучшения при уже подавленной помехе.

Рекуррентный двухэтапный алгоритм

Предлагаемый алгоритм сохраняет двухэтапную структуру [2], заменяя пакетную обработку рекуррентной на основе РНК [3]. Это позволяет избежать обращения КМ и обеспечить обработку в реальном времени.

Этап 1. Рекуррентная оценка КМ и формирование нулей ДН. На данном этапе выполняется рекуррентная оценка КМ АШП по *m* первым элементам ФАР:

$$\hat{R}_1(k) = \beta_1 \hat{R}_1(k\text{-}1) + y_1(k) y_1^{*}(k), \tag{5}$$

где $\beta_1 \in (0, 1)$ – коэффициент памяти, определяющий скорость оценки КМ АШП с эффективным окном $N_{eff} \approx 1/(1-\beta_1)$. Из текущей оценки $\hat{R}_1$ извлекается собственный вектор *G* минимального собственного значения и обновляется матрица *D* по формуле (11) из [2]. Временный ВВК: $W(k) = D\cdot(D^H a_c)$.

Этап 2. РНК-оптимизация основного лепестка ДН. Наблюдения проецируются в (*n*–*m*)-мерное подпространство: $y_2(k) = D^{*}Y(k)$, и вектор *h* адаптируется по РНК [3]:

$$h(k=1) = h(k) + g(k+1)\times[s_{ref}(k+1) - h^H y_2(k+1)], \tag{6}$$

где коэффициент усиления и матрица обновляются по формулам:

$$g(k+1) = P_2(k)\times y_2(k+1) / [\beta_2 + y_2^H(k+1)\times P_2(k)\times y_2(k+1)], \tag{7}$$

$$P_2(k+1) = 1/\beta_2[P_2(k) \; - \; g(k+1)\times y_2^H(k+1) P_2(k)], \tag{8}$$

где $s_{ref}(k)$ – опорный сигнал;

$\beta_2 \in (0, 1)$ – коэффициент памяти этапа 2;

$P_2(0) = \delta I$ – начальная матрица ($\delta >> 1$);

$h(0) = 0$ – начальный вектор.

Итоговый ВВК: $W(k) = D\cdot h(k)$.

Наличие двух независимых коэффициентов памяти β_1 и β_2 является существенным преимуществом перед одноэтапным РНК, располагающим одним параметром β. Коэффициент β_1 определяет скорость реакции на изменение направления АШП (формирование нулей ДН), а β_2 — точность оптимизации основного лепестка. Это позволяет независимо настраивать каждый этап обработки в соответствии с динамикой помеховой обстановки.

Результаты моделирования

Результаты моделирования подтверждают, что предлагаемый рекуррентный двухэтапный алгоритм сочетает теоретические и практические преимущества: он наследует устойчивость двухэтапной структуры [2] к ошибкам оценивания КМ, обеспечивает КУ ОСПШ на уровне двухэтапного метода при оценочной КМ, реализуется без обращения корреляционной матрицы и при наличии нескольких источников АШП ($J \geq 2$) обладает меньшей вычислительной сложностью по сравнению с одноэтапным РНК [4]. Полученные результаты подтверждают целесообразность применения предложенного подхода в адаптивных системах пространственной обработки сигналов.

На рисунке 1 представлены зависимости коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) (КУ ОСПШ) от числа элементов ФАР *n* для четырёх алгоритмов: одноэтапного РНК, рекуррентного двухэтапного алгоритма, классического двухэтапного метода и оптимального алгоритма при оценочной корреляционной матрице.

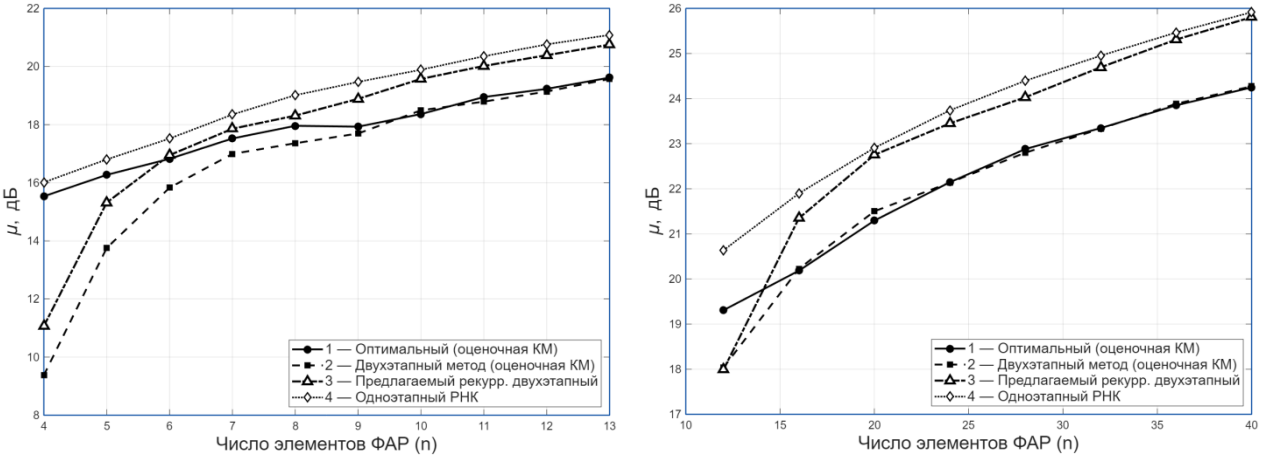


Рис. 1. Зависимость коэффициента улучшения ОСПШ от числа элементов ФАР при количестве источников помех j=1 , j=3

Из рисунка 1 следует, что при малых значениях n одноэтапный РНК обеспечивает наибольший уровень КУ. Однако при увеличении размерности ФАР различие между одноэтапным РНК и рекуррентным двухэтапным алгоритмом уменьшается, и их характеристики становятся близкими. При этом с ростом числа источников помех преимущество двухэтапной структуры становится более выраженным. Это объясняется тем, что на первом этапе формируется подпространство подавления помех, что снижает влияние ошибок оценивания корреляционной матрицы и стабилизирует процесс адаптации при увеличении размерности задачи.

Классический двухэтапный метод демонстрирует меньшие значения КУ по сравнению с рекуррентной реализацией, а оптимальный алгоритм при оценочной КМ оказывается наиболее чувствительным к ошибкам оценивания, что приводит к снижению уровня КУ при росте числа помеховых источников.

На рисунке 2 приведены зависимости времени обработки от числа элементов ФАР. Из анализа следует, что при увеличении n наибольший рост вычислительных затрат наблюдается у алгоритмов, требующих обращения корреляционной матрицы. В противоположность этому рекуррентные алгоритмы характеризуются квадратичной зависимостью времени обработки от размерности.

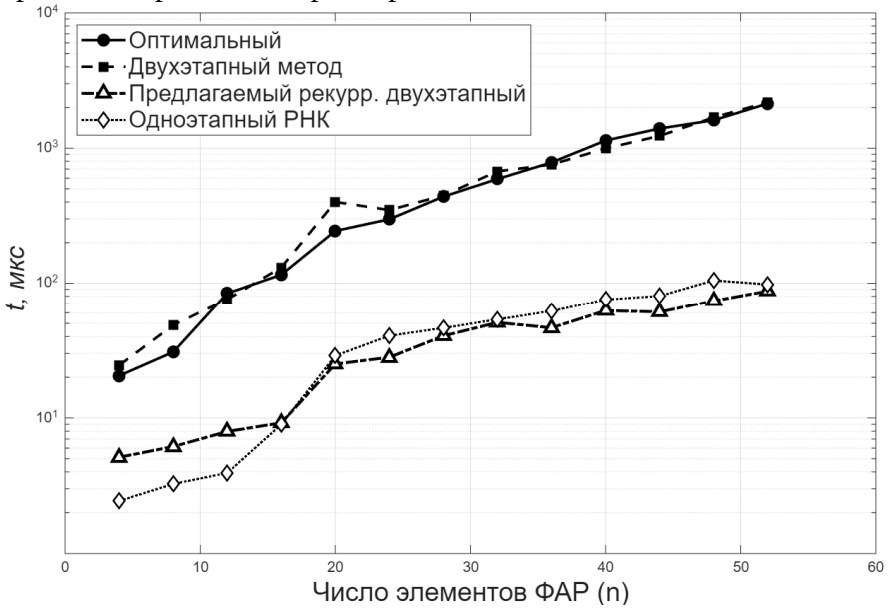


Рис. 2. Сравнение алгоритмов по времени их выполнения

Наибольший выигрыш по быстродействию при больших n демонстрирует рекуррентный двухэтапный алгоритм. Выполнение второго этапа в пониженном (n–m)-мерном подпространстве позволяет уменьшить размер адаптируемого вектора и снизить вычислительные затраты по сравнению с одноэтапным РНК, который адаптирует полный n-мерный вектор весов.

Таким образом, при увеличении размерности ФАР и числа источников активных шумовых помех рекуррентный двухэтапный алгоритм обеспечивает устойчивый уровень КУ ОСПШ, близкий к одноэтапному РНК, сохраняя при этом структурную устойчивость двухэтапной обработки и демонстрируя преимущество по совокупности критериев – устойчивости к ошибкам оценивания корреляционной матрицы и вычислительной эффективности. Это делает его наиболее целесообразным для применения в адаптивных радиолокационных системах реального времени.

Библиографический список

1. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. М.: Вузовская книга. - 2007. - 356 с.

2. Кошелев В.И., Холопов И.С., Штрунова Е.С. Чувствительность адаптивных алгоритмов подавления радиолокационных помех к ошибкам оценивания их корреляционных матриц // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2012. № 4. С. 28-34.

3. Паршин Ю.Н. Адаптивная пространственная обработка сигналов: методические указания к практическим занятиям. Рязань: РГРТУ. - 2022. - 32 с.

4. Паршин Ю.Н. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех: учеб. пособие. Москва: КУРС. - 2023. - 200 с.

СЕКЦИЯ «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА»

УДК 621.391; ГРНТИ 50.41.15

ОПЕРАЦИОННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ОБРАЗОВАНИЯ

А.Н. Крюков
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, kryukov.a.n@post.rsreu.ru

Аннотация. Сравниваются наиболее распространённые отечественные операционные системы, особенности их установки, администрирования, установки стороннего программного обеспечения, обновления, лицензирования и поддержки.
Ключевые слова: Astra Linux, ALT Linux, РЕД ОС, Simply Linux, установка, администрирование

OPERATING SYSTEM FOR EDUCATION

A.N. Kryukov
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkina
Russian Federation, Ryazan, kryukov.a.n@post.rsreu.ru

Abstract. The most common domestic operating systems are compared, their installation, administration, installation of third-party software, updates, licensing and support are considered.
Keywords: Astra Linux, ALT Linux, RED OS, Simply Linux, installation, administration

Доля Astra Linux на рынке российских операционных систем (ОС) для десктопов и серверов достигла 76%, а вместе с Alt Linux и RED OS эти три игрока контролируют 97% рынка [1]. Для учебного процесса переход на отечественные ОС создает как возможности, так и вызовы, особенно на устаревшем оборудовании (сокет 775 и 2 Гб оперативной памяти) и со специализированным программным обеспечением (ПО).

Основные проблемы:

1. Необходимость осваивать аналоги знакомых программ [2];

2. Отличные от Windows принципы управления пакетами, настройки системы, структуры файловой системы;

3. Проблемы с драйверами для оборудования [2];

4. Ограниченная поддержка игр снижает мотивацию студентов к использованию ОС вне учебных задач.

Astra Linux – отечественная операционная система с мандатным контролем целостности и управлением доступом, встроенными средствами защиты от несанкционированного доступа. Сертифицирована для обработки данных до уровня «особой важности», применяется ФСТЭК, ФСБ, Минобороны. Поддерживает x86-64, ARM, Эльбрус, POWER, работает на серверах, рабочих станциях, мобильных устройствах и встраиваемых системах. По-умолчанию запрещено всё, что не разрешено явно. Основана на Debian, использует репозиторий Neo, графическую оболочку Fly или Astra Proxima. На устаревшем оборудовании работать не комфортно. Вместе с продуктами рекомендуется приобретать техническую поддержку.

ALT Linux v11 – семейство универсальных дистрибутивов для десктопов, серверов и специфических задач (например, высокопроизводительных вычислений – Hight Performance Computing, HPC). Интегрируется с отечественными СУБД и криптопровайдерами. Применяется в школах, вузах и корпоративных сетях. Отличается развитой экосистемой пакетов (менеджер RPM/APT) и поддержкой архитектур x86-64, ARM, Эльбрус. Поддерживает собственный репозиторий «Сизиф». В версии 11 обновлены драйвера, в ядре по-умолчанию нет модулей для старого оборудование. «Установка рабочей станции» не срабатывает на BIOS, требуется UEFI. Автоматическое форматирование по-умолчанию – сначала sda1 SWAPFS, затем sda2 Ext4 realtime, обнаруживаются только встроенные видеокарты. В процессе установки загружает обновления, перезагружается. Имеет развитую систему обеспечения со-

вместимости с унаследованным ПО через среду виртуализации WINE@Etersoft [3]. В репозитории есть ПО Wine для запуска Windows-совместимых программ, но нужен опыт системного администратора: portproton, winehelper Micro-Cap v8 не устанавливают. Чтобы установить Micro-Cap v8, нужно (например, с правами root в программе synaptic) обновить ОС до v.11.1, после чего возможна установка wine, wine-mono-8.1.0, i586-wine.32bit, winetricks с дополнительными библиотеками. При попытке запустить winetricks оказывается, что программа не имеет графического интерфейса, ошибка код 256. Запуск с консоли $ winetricks dotnet48 вызывает загрузку дополнительных пакетов, в том числе программы .NET Framework, которая требует принять лицензионное соглашение. .NET Framework установилась, началось извлечение файлов, предупредила, что может не работать надлежащим образом, так как недоступна служба установки модулей Windows. После принятия дополнительной лицензии Microsoft установка .NET Framework 4.8 завершилась требованием перезагрузки ОС ALT v11.

ОС ALT обновилась при перезагрузке, командная строка Windows показала, что стоит Windows 6.1.7601, настройки Wine – что стоит Windows7, приложения Wine – что установлена .NET Framework 4.8, winetricks сообщает об отсутствии графического интерфейса и ошибке код 256. Через "Приложения Wine" устанавливаются из папки "Загрузки" MC8Demo, Micro-Cap 12 (32-bit, 64-bit), в процессе установки всплывают сообщения – не все файлы и библиотеки присутствуют. Установленные программы работают, при этом Micro-Cap v12 не сохраняет модели. Для того, чтобы модели сохранялись, необходимо в "Настройки Wine" установть Windows XP x64. Из Office2007ru на Wine можно установить Word, Excel, PowerPoint ставится, но не запускается.

Образовательная лицензия даётся на ограниченное количество установок, при обновлении нужна новая. Выводы: использовать можно, но при наличии разнотипных старых компьютеров установка и поддержание работоспособности, обновление ПО требует опыта и занимает много времени.

Red OS 8 от компании «Ред Софт» [8] позиционируется, как легковесный вариант для виртуальных сред (VPS, контейнеры), офисных рабочих станций, промышленных контроллеров. Бесплатна для домашнего применения, совместима с x86-64 и ARM, сертифицирована ФСТЭК (ИТ.ОС.А4.ПЗ). На размеченный вручную диск ставится, но не запускается. По-умолчанию разбивает диск на 5 партиций, 2 из которых служат для запуска и пользователем не контролируются. В ядро интегрированы типовые модули, недостающие можно доставить. Включает центр управления программным обеспечением, dnfdragora для установки пакетов, обновления, инструменты для разработки и совместима с отечественными СУБД (Red Database). Поддерживает собственный репозиторий и обновление без переустановки. База знаний [8] обширна, но всех тонкостей не охватывает. В репозитории есть ПО Wine для запуска Windows-совместимых программ, таких, как Micro-CAP [4] и Microsoft Office [5], которые спокойно ставятся. При обновлении может зациклиться, перейти на другое ядро, потерять драйвер (например, сетевой или видеокарты) или модуль ядра. Kernel-manager по-умолчанию не установлен, ставится с правами root из командной строки. Для стабильной работы рекомендуется делать образы (например, Rescuezilla) и сохранять на другой диск. Регулярно запускает утилиту для контроля целостности объектов файловой системы afick.pl и kworker – процессы, выполняющиеся на уровне ядра, создающие нагрузку, что критично для старого оборудования. Пакет ntfs-3g после обновления может не читать партицию при наличии в ней повреждённых файлов.

Установка и предварительная настройка занимают вдвое меньше времени, чем ALT v11. Техническая поддержка вместо решения задачи попыталась перевести на ту, решение которой она знает. Образовательная лицензия выдаётся на организацию и число установок не ограничивает.

Simply Linux v11 свободная, скачивается, имеет рабочий стол xfse, интуитивно понятный интерфейс, низкие (2 ядра, от 1 Гб памяти) требования к ресурсам [1, 6]. Использует репозиторий «Сизиф» ALT Linux, но не имеет Synaptic. Включает более 30 предустановленных программ, модули и драйверы устройств в ядре, что упрощает начальную настройку и перенос образа ОС на другое оборудование [6]. Можно доставить модули в ядро ещё на этапе загрузки с флешки.

При наличии BIOS может быть установлена на одну партицию Ext4 / realtime. В UEFI-режиме [7]:

- требуется создать новый или подключить существующий FAT32-раздел с GPT-типом ESP (efi system partition) размером ~100—500 Мб (будет смонтирован в /boot/efi);
- может понадобиться раздел типа bios boot partition минимального размера, никуда не подключенный и предназначенный для встраивания grub2-efi;
- остальные разделы — и файловая система, и swap — имеют GPT-тип basic data; актуальный тип раздела задаётся отдельно.

Программы скачиваются из Центра приложений и Центр управления системой – Установка программ, в частности, отсюда свободно установились Wine, Wine-common. На Wine спокойно установились Micro-Cap v8, Micro-Cap v12 предупредил об отсутствии ряда пакетов, но установился и заработал. При установке Office2007ru ярлыки запуска программ на рабочий стол не установились, Word, Excel работают, шрифты системные видят не все, PowerPoint не запускается. Для второго пользователя установку нужно повторить: по-умолчанию папка .wine создаётся в его разделе. В процессе установки и моделирования занимаются 100% процессора и 54% памяти, во время работы — 4% процессора и 38% памяти.

После обновления ntfs-3g при подключении флешки NTFS Simply Linux пишет, что флешку видит, флешка не монтируется и не читается, требуется chkdsk. В Центр управления системой – Установка программ chkdsk не найден. Аналогом chkdsk в Linux служит fsck. В Установка программ вместо неё есть установленные exfatprogs, libblkid, util-linux. Из командной строки не запускаются, нужны права root. С правами sudo fsck -v -a /dev/sdb запустилась fsck из util-linux 2.39.2, а util-linux команда не найдена.

Утилита chkdsk, запущенная на компьютере с ОС Windows, исправила ошибки пропавших файлов, верхнего регистра и другие. После этого флешка 32 Гб примонтировалась автоматически /run/media/user/12FF8C4261BBAEF, файлы видны и исправляются.

Официальная техническая поддержка отсутствует, есть группа ВКонтакте и телеграмм-канал Simply Linux.

Сведем показатели рассмотренных дистрибутивов таблице 1.

Таблица 1. Показатели ОС

Показатели	ALT Linux	РЭД ОС	Simply Linux
Лицензия	на число ПК	на организацию	свободная
Драйверы для старого «железа»	проблема	есть	есть
Пригодность для Socket 775 /2 GB RAM	средняя	средняя	оптимальная
Простота установки ОС	по-умолчанию	5 разделов	1 раздел
Сходство интерфейсов с Windows	среднее	высокое	среднее
Набор софта	базовый	расширенный	оптимизированный
«Шпионаж» (телеметрия)	по запросу	отправка данных	нет
Стабильность ФС (NTFS флешки)	общая ntfs-3g	высокая	низкая
Сообщество пользователей	активное	растущее	дружелюбное к новичкам
Документация и справочные материалы	обширная	средняя	доступная
Запуск Micro-Cap, Microsoft Office	сложный	простой	типовой
Работа с офисными документами	LibreOffice	LibreOffice	LibreOffice

Выводы

1. Если есть грамотный системный администратор Linux, рабочих станций немного, оборудование типовое, применяются близкие наборы ПО, ущерб от падения рабочих станций невелик – целесообразно использовать Simply Linux.

2. Если опыт администрирования менее 2 лет, рабочих станций много, оборудование и наборы ПО разные – лучше применять РЭД ОС и расширенный пакет техподдержки.

3. При наличии специфических задач (отечественных САПР, СУБД, HPC, криптопровайдеров), Active Directory – желателен ALT Linux и расширенный сертификат техподдержки.

Библиографический список

1.Топ-10 российских операционных систем 2025: перспективы и особенности [Электронный ресурс] Режим доступа https://www.abc-labs.ru/blog/top-10-rossiyskikh-operatsionnykh-sistem-2025-perspektivy-i-osobennosti/- Дата доступа: 17.01.2026

2. Волков С.И. Лучшие российские операционные системы: полный обзор и сравнение. [Электронный ресурс] Режим доступа: https://www.xcom.ru/about/blog/luchshie-rossiyskie-operatsionnye-sistemy-polnyy-obzor-i-sravnenie/ - Дата доступа: 17.01.2026

3. Совместимость ОС «Альт» с аппаратными платформами и сторонним программным обеспечением [Электронный ресурс] Режим доступа: https://www.basealt.ru/product-compatibility Дата доступа: 17.01.2026

4. SPECTRUM. Spectrum Software. Industrial Strenght Simulation. Micro-Cap User Downloas [Электронный ресурс] Режим доступа: https://gotroot.ca/spectrum/www.spectrum-soft.com/download/download.html Дата доступа: 17.01.2026

5. Microsoft addres Office vulnerability attacked by Russian spooks in latest update | Computer Weekly [Электронный ресурс] Режим доступа: https://www.computerweekly.com/news/366547633/Microsoft-addresses-Office-vulnerability-attacked-by-Russian-spooks-in-latest-update Дата доступа: 17.01.2026

6. Краткий обзор российских Операционных Систем. [Электронный ресурс] Режим доступа: https://likesoft24.com/blog/kratkiy-obzor-rossiyskikh-operatsionnykh-sistem/?srsltid=AfmBOoqp22rfuatxbumq6YRNhSjt_uc3_GlXG6biUGVU5uSKfeJzbsdq Дата доступа: 17.01.2026

7. Simply Linux 11.0. Документация. Руководство пользователя. Редакция август, 2025. [Электронный ресурс] Режим доступа: https://docs.altlinux.org/ru-RU/alt-simply/11.0/html/alt-simply/index.html Дата доступа: 18.01.2026

8. База знаний РЕД ОС 8 [Электронный ресурс] Режим доступа: https://redos.red-soft.ru/base/redos-8_0/ Дата доступа: 18.01.2026

УДК 621.791.3.033-65; ГРНТИ 47.13.15

БЕСПРОВОДНАЯ ПАЯЛЬНАЯ СТАНЦИИ С ПИТАНИЕМ ОТ ИОНИСТОРА

В.А. Ваганов, А.В. Мякишев, Н.А. Стариков

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

Россия, Томск, nsrap@gmail.com

Аннотация. При долгосрочном использовании беспроводных паяльников, работающих на литий-ионных аккумуляторах, происходит ухудшение удельных энергетических характеристик, вследствие чего время работы уменьшается. Также, вследствие постоянного разряда и заряда аккумулятора, требующего подключения зарядного кабеля, аккумулятор постепенно деградирует. Поэтому вариант беспроводной паяльной станции, в которой накопительный элемент представлен ионистором, с функцией беспроводного заряда в составе станции может позволить увеличить срок эксплуатации беспроводного паяльника, повысить время его активной работы и комфорт от использования.

WIRELESS SOLDERING STATION POWERED BY AN IONISTOR

V.A. Vaganov, A.V. Miakishev, N.A. Starikov
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
Russia, Tomsk, nsrap@gmail.com

The summary. With long-term use of cordless soldering irons powered by lithium-ion batteries, the specific energy characteristics deteriorate, resulting in a shorter operating time. Also, due to the constant discharge and charge of the battery, which requires the connection of a charging cable, the battery gradually degrades. Therefore, a variant of a wireless soldering station, in which the storage element is represented by an ionistor, with the function of wireless charging as part of the station, can increase the service life of a wireless soldering iron, increase its active operation time and comfort from use.

В статье рассмотрен вариант улучшения эксплуатационных характеристик беспроводной паяльной станции, за счет использования ионистора в качестве накопительного элемента, вместо литий-ионного аккумулятора, что позволяет значительно уменьшить время заряда и увеличить количество циклов заряда-разряда без деградации накопительного элемента.

Количество циклов ионистора обеспечено физическим, а не химическим принципом накопления энергии. Принцип его работы основан на образовании двойного электрического слоя на границе электрода и электролита. При зарядке под действием электрического поля к положительно заряженному электроду из электролита притягиваются отрицательно заряженные ионы, к отрицательному заряженному электроду притягиваются положительно заряженные ионы. При разрядке происходит обратный процесс. Таким образом, на границе раздела двух сред (электрода и электролита) эффективно образуются два слоя пространственно-разделенных зарядов, т. е. двойной электрический слой [1]. На рисунке 1 представлена структура ионистора.

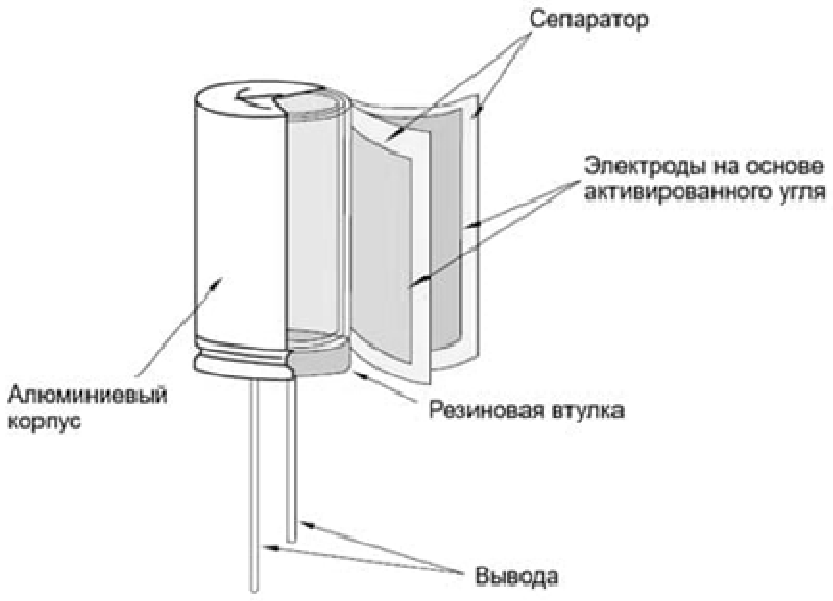


Рис. 1. Структура ионистора

Структурная схема предлагаемой беспроводной паяльной станции представлена на рисунке 2.

Первичное питание (ПП) паяльной станции осуществляется от производственной сети напряжением 220 В и частотой 50 Гц [2]. Преобразователь напряжения (ПБН) представляет собой трансформатор, преобразующий большое входное напряжение и стабилизатор, формирующий подходящее напряжение для питания микросхем и других элементов устройства.

Микроконтроллер станции (МКС) необходим для получения параметров с панели настройки (ПН) и дальнейшей обработки и передачи их в блок беспроводной передачи (ББП), который организует канал обмена информации между станцией и паяльником. Устройство отображения (УО) выводит заданные настройки работы и информацию о готовности паяльника к работе на дисплей. Зарядное устройство (ЗУ) формирует заданную характеристику, необходимую для заряда накопительного элемента (НЭ). Контакты заряда (КЗ) связывают системы питания станции и пальника. НЭ – ионистор, который питает всю систему паяльной части, а именно: микроконтроллер паяльника (МКП), который получает и передает данные через ББП, стабилизатор нагрева (СН), предназначенный для формирования установленной температуры по средствам импульсной передачи энергии от НЭ к нагревательной части (НЧ), которая является жалом паяльника. НЭ связан отрицательной обратной связью по сопротивлению с СН, которой передает информацию в МКП, который в свою очередь позволяет стабилизировать температуру жала паяльника во время работы.

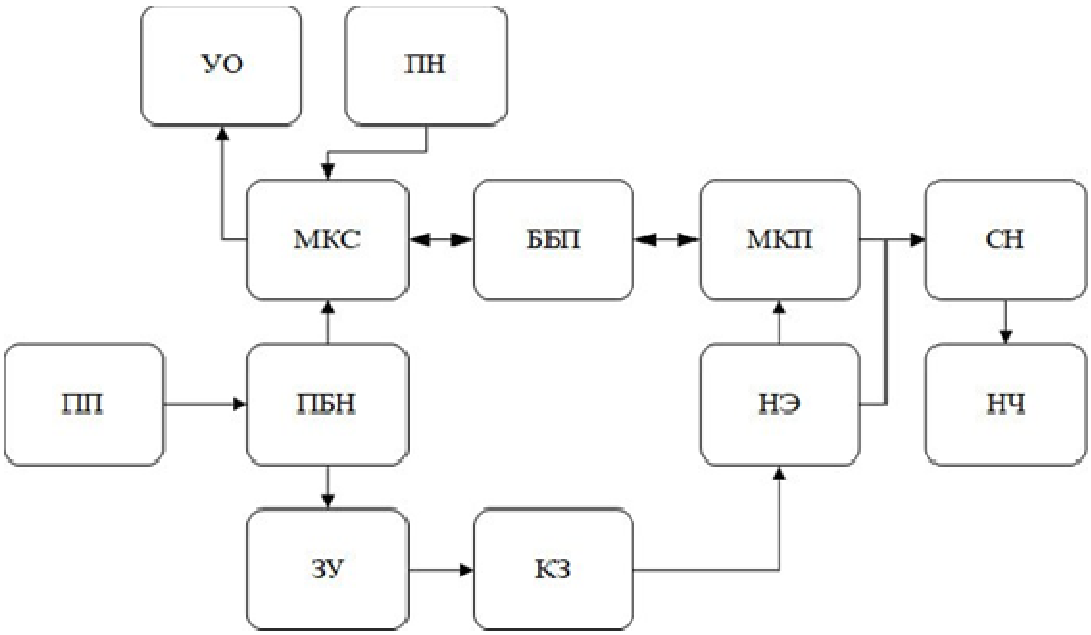


Рис. 2. Структурная схема беспроводной паяльной станции (ПП – первичное питание; УО – устройство отображения; ПН – панель настройки; МКС – микроконтроллер станции; ББП – блок беспроводной передачи информации; МКП – микроконтроллер паяльника; СН – стабилизатор нагрева; ПБН – преобразователь напряжения; НЭ – накопительный элемент; НЧ – нагревательная часть; ЗУ – зарядное устройство; КЗ – контакты заряда)

Экспериментальный образец беспроводной паяльной станции с ионистором в качестве накопительного элемента представлен на рисунке 3.

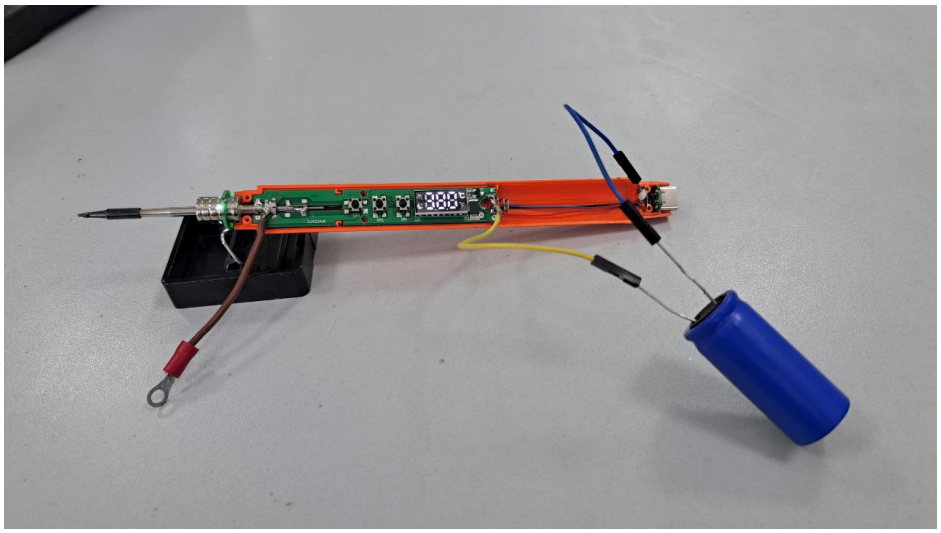


Рис. 3. Беспроводной паяльник с ионистором в роли накопительного элемента

В ходе эксперимента было выяснено, что при максимальном заряде ионистор емкостью 1300 Ф или же 650 мАч, при заданной температуре постоянного нагрева 380°С, время работы паяльника составило 12 минут, тогда как при максимальном заряде литий-ионного аккумулятора емкостью 1000 мАч время работы составило 36 минут.

Для подтверждения эксплуатационных характеристик ионистора был проведен ряд экспериментов с целью определить максимальный ток, а соответственно минимальное время заряда ионистора. В ходе экспериментов были получены зарядные характеристики, показывающие время стабилизации напряжения. Семейство зарядных характеристик представлено на рисунке 4.

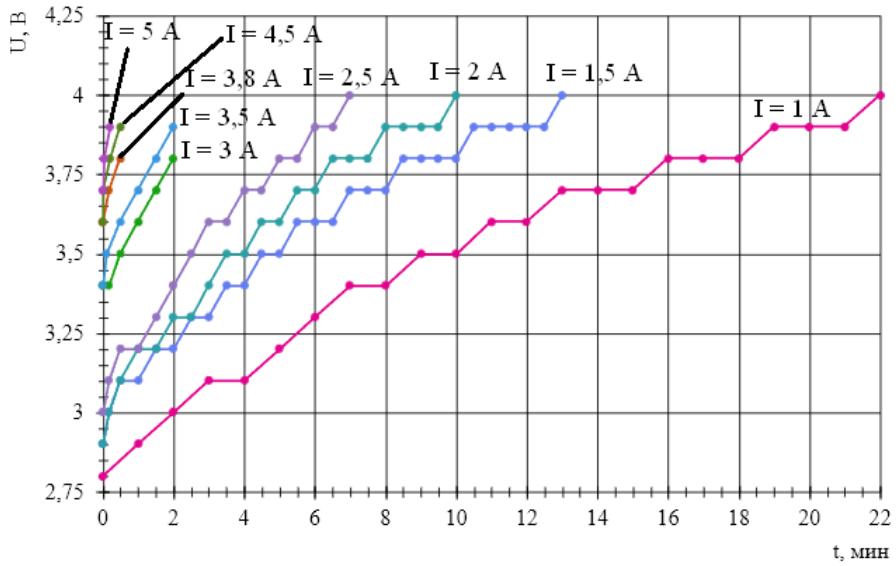


Рис. 4. Семейство зарядных характеристик

При токе более 5 А, время стабилизации напряжения имело крайне малое значение. Также, была получена характеристика изменения зарядного тока при начальном значении 6 А. Характеристика изменения тока представлена на рисунке 5.

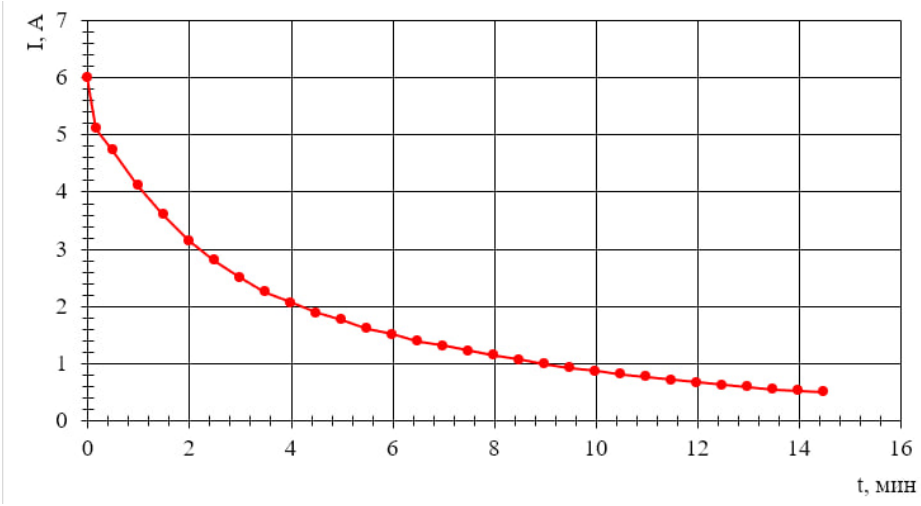


Рис. 5. Беспроводной паяльник с ионистором в роли накопительного элемента

По итогу проведённых опытов было выяснено, что ионистор допустимо заряжать током в 6 А до напряжения 3,9 В. При данных параметрах время заряда составило 14 минут 20 секунд, тогда как для перезаряда литий-ионного аккумулятора необходимо 87 минут.

Проведенные опыты показывают возможность работы представленного варианта беспроводной паяльной станции, которая несмотря на меньшее время работы, имеет коэффициент задействования 12/14,3=0,83, тогда как беспроводной паяльник имеет коэффициент задействования 36/87=0,41, что позволяет уменьшить время простоя в 2 раза и избавиться от таких проблем как деградация литий-ионного аккумулятора и долгое время ожидания перезаряда. Также, данное исполнение предоставляет инженеру монтажных работ значительные удобства при использовании, а именно управление режимом работы через станцию и отсутствие необходимости в проводном варианте заряда источника питания.

Библиографический список

1. Устройство и принцип работы суперконденсаторов (ионисторов) // АО “Элеконд”. 2017. URL: https://elecond.ru/technical-information/ustrojstvo-i-princzip-raboty-superkondensatorov (дата обращения: 13.10.2025).

2. Хоровиц, П., Хилл, У. Искусство схемотехники. Том 1 / П. Хоровиц, У. Хилл. – Можайск: Изд-во «Мир», 1993. – 604 с.

УДК 621.383; ГРНТИ 47.33.33

ВЛИЯНИЕ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ ОПТИЧЕСКОГО СИГНАЛА НА МОЩНОСТЬ ПРИНИМАЕМОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В РАДИОФОТОННОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

О.А. Воронин, А.Ю. Паршин

Рязанский государственный радиотехнический университет

Рязань, voronin@o-a-direct.ru

Аннотация. В работе представлена аналитическая оценка влияния поворота параболического отражателя на мощность сигнала, принимаемого фотодиодом, в радиофотонной линии связи при фиксированном положении источника излучения. Построена комплексная модель, связывающая угловое положение отражателя с мощностью оптического сигнала на фотодиоде. В модели учтены изменение проекции апертуры, рост аберрации комы и динамическое расширение «слепой зоны» фотоприёмника. Для каждого фактора получены аналитические выражения, описывающие зависимость потерь мощности от углового положения. На основе комплексной модели предложена методика расчёта допустимого углового положения отражателя для заданного уровня падения мощности. Результаты исследования

имеют практическое значение для проектирования оптико-электронных систем связи, где требуется количественная оценка мощности сигнала при повороте источника излучения относительно приёмной антенны.
Ключевые слова: параболический отражатель, радиофотонная линия связи, оптический сигнал, проекция апертуры, аберрация комы, слепая зона фотоприёмника.

CALCULATION OF OPTICAL SYSTEM CHARACTERISTIC FOR A RADIOPHOTONIC COMMUNICATION LINE

O.A. Voronin, A.Yu. Parshin
Ryazan State Radio Engineering University
Ryazan, voronin@o-a-direct.ru

Abstract. The paper presents an analytical evaluation of the effect of a parabolic reflector rotation on the optical signal level on photodiode in a radiophotonic communication line at a fixed position of the radiation source. A complex model is constructed that relates angular position of the reflector to the optical power on the photodiode. The model takes into account changes in the projection of the aperture, an increase in coma aberration, and a dynamic expansion of the "blind spot" of the photodetector. Analytical expressions describing the dependence of power losses on the angular position are obtained for each factor. Based on the complex model, a method is proposed for calculating the permissible angular positions of the reflector for a given power drop level. The results of the study are of practical importance for the design of optoelectronic communication systems, where a quantitative assessment of signal power is required when the radiation source rotates relative to the receiving antenna.
Keywords: parabolic reflector, radiophotonic communication line, optical signal, aperture projection, coma aberration, photodetector blind spot

Введение

Применение радиофотонных технологий при организации связи позволяет обеспечить передачу информации, устойчивую к радиочастотным помехам. Актуальной практической задачей является исследование эффективности радиофотонных систем в динамическом режиме, когда приёмная антенна вращается относительно источника излучения. Влияние геометрических факторов приводит к изменению оптического сигнала на фотодиоде. Способность количественно прогнозировать изменения важна для оценки реальной чувствительности системы и обеспечения стабильности канала связи.

В проведенном ранее исследовании [1] основное внимание уделяется мощностным характеристикам при отсутствии перемещения устройств радиофотонной линии: расчёту эффективной площади, фокусным свойствам и влиянию конструктивных параметров на собираемую мощность при осевом падении пучка. Анализ динамического режима, при котором источник остаётся неподвижным, а отражатель вращается, требует учёта ряда дополнительных факторов. К ним относятся уменьшение эффективной площади апертуры, возникновение и рост волновых аберраций (прежде всего, комы), смещение и увеличение области затенения («слепой зоны») фотоприёмника, а также изменение условий интерференции в приёмном устройстве. Классическое описание отражающих поверхностей сформировано за счет информации, взятой из [2], [3] Основа для математических расчетов заложена в [4], [5]. Представление о радиофотонной линии связи взято из [6]. Более развернутое представление об отражателях получено из [7]. Волновая теория описана в [8]. В [9] также дано классическое описание размеров пятна комы.

В рамках исследования была разработана аналитическая модель для оценки изменения уровня входного оптического сигнала в зависимости от угла поворота параболического отражателя при фиксированном положении источника.

Геометрия параболического отражателя и апертурная эффективность

Рассмотрим параболический отражатель (параболоид вращения) с фокусным расстоянием F, радиусом апертуры R и высотой отражателя H. Уравнение профиля в системе координат с центром в вершине параболоида и осью Z, направленной вдоль оптической оси к фокусу, имеет вид $z = \rho^2 / (4F)$, где $\rho^2 = x^2 + y^2$ - радиальная координата.

Пусть источник излучения расположен в дальней зоне на оси Z и генерирует плоскую волну. При угле поворота фотоприемника $\theta = 0$ волновой вектор k падающей волны совпадает с оптической осью отражателя. При вращении отражателя вокруг оси, проходящей через его вершину перпендикулярно оптической оси, оптическая ось отклоняется на угол θ (рис. 1).

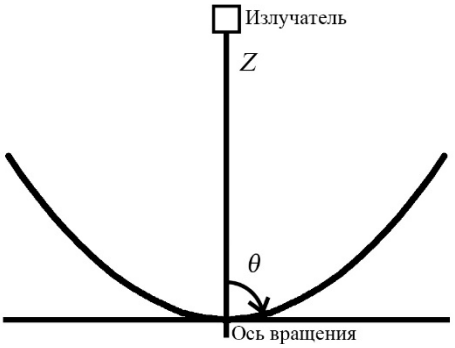


Рис. 1. Схема вращения параболического отражателя относительно неподвижного источника

Определим геометрическую эффективность системы $\eta_{геом}(\theta)$ как функцию угла поворота θ. Эта величина определяет долю мощности падающей плоской волны, которая физически падает на всю рабочую поверхность отражателя.

При нормальном падении параболоид собирает энергию со всей площади $S_{рабочая}$ – рабочей площади параболоида

$$S_{рабочая} = 2\pi \int_0^H \sqrt{4Fy} + \sqrt{1 + \left(\frac{\sqrt{Fy}}{y} \right)^2}\, dy . \qquad (1)$$

Для плоской апертуры эффективная площадь при наклонном падении вычисляется как проекция $S_{эфф} = S_{рабочая} \cos\theta$. Однако параболоид представляет собой искривленную поверхность, нормали к различным участкам которой ориентированы по-разному.

Эффективная площадь – это проекция всей рабочей поверхности $S_{рабочая}$ на плоскость, перпендикулярную направлению падения волны $k(\theta)$. Она вычисляется интегрированием по поверхности:

$$S_{эффективная}(\theta) = 2\pi \int_{S_{рабочая}} \cos\alpha_{лок}(\theta, \vec{r})\, dS . \qquad (2)$$

где $\alpha_{лок}$ – локальный угол между вектором падения k и нормалью N к элементу поверхности dS в точке $\vec{r}$.

Для параболоида, заданного уравнением $z = \rho^2 / (4F)$, нормаль в точке (x, y, z) равна:

$$\vec{N}(x,y)=\left(\frac{x}{2F},\frac{y}{2F},-1\right). \tag{3}$$

При повороте вокруг вершины в плоскости XZ на угол θ вектор падения имеет вид:

$$k(\theta)=(\sin\theta,0,\cos\theta). \tag{4}$$

Тогда косинус локального угла падения равен:

$$\cos\alpha_{лок}=\frac{\vec{k}*\vec{N}}{\left|\vec{N}\right|*\left|\vec{k}\right|}=\frac{\frac{x}{2F}\sin\theta-\cos\theta}{\sqrt{1+\frac{\rho^2}{4F^2}}}. \tag{5}$$

Подстановка (5) в (2) даёт выражение для оценки влияния угла поворота. Для упрощения дальнейших рассуждений можно использовать приближённую зависимость, разложив (5) в ряд и проинтегрировав.

Для параболоида зависимость $S_{эффективная}(\theta)$ изменяется быстрее, чем $\cos\theta$, из-за кривизны поверхности. Эффект усиливается для глубоких и вытянутых параболоидов с меньшим отношением F/D.

Используем эмпирическую аппроксимацию через обобщённую степенную функцию:

$$\eta_{геом}(\theta)=\frac{S_{пад}(\theta)}{S_{пад}(0)}\approx\cos^m\theta, \tag{6}$$

где показатель степени $m>1$. Для типичных параболических антенн m может находиться в диапазоне от 1.1 до 1.5.

Для малых углов $\theta<15^\circ$ это эквивалентно квадратичной аппроксимации:

$$\eta_{геом}(\theta)\approx 1-\frac{m}{2}\theta^2, \tag{7}$$

где $\gamma=m/2>0,5$ – коэффициент квадратичных потерь, характеризующий чувствительность системы к отклонению луча.

В статическом случае $\theta=0$ площадь $S_{эффективная}$ имеет максимальное значение. Таким образом, мощность оптического сигнала на фотодиоде описывается выражением

$$P_{угловая}(\theta)=P_{рабочая}\eta_{геом}(\theta)\approx P_{рабочая}\cos^m\theta\approx P_{рабочая}\left(1-\frac{m}{2}\theta^2\right). \tag{8}$$

Волновые аберрации внеосевых пучков (Кома)

Параболический отражатель обладает свойством идеальной фокусировки только для пучков, распространяющихся строго вдоль его оптической оси [4]. Это обусловлено тем, что для любого луча, параллельного оси, оптический путь до фокуса одинаков. При отклонении падающего пучка от оси условие равенства оптических путей нарушается, что приводит к искажению волнового фронта отражённой волны – возникновению волновой аберрации.

Для параболического зеркала при малых углах отклонения доминирующей аберрацией третьего порядка является кома [9]. Она проявляется в асимметричном размытии фокального пятна: вместо симметричного дифракционного распределения в фокальной плоскости формируется каплеобразное пятно, вытянутое в радиальном направлении от оптической оси. Энергетический центр тяжести пятна смещается, а пиковая интенсивность падает.

В теории аберраций Зейделя волновая аберрация комы для параболоида с фокусным расстоянием F при падении параллельного пучка под углом θ в плоскости XZ описывается выражением:

$$W_{кома}(x,y,\theta) = -\frac{\theta}{4F^2}x(x^2+y^2) = -\frac{\theta\rho^3}{4F^2}\cos\varphi, \tag{9}$$

где $W_{кома}$ - волновая аберрация комы, представляющая собой разность оптических ходов (в метрах или длинах волн) между реальным волновым фронтом, отражённым от параболического зеркала при наклонном падении луча, и идеальной сферической волной, сходящейся в фокус.

Важно отметить, что аберрация пропорциональна углу θ в первой степени и радиальной координате ρ в кубе. Это означает, что её влияние резко возрастает к краю апертуры.

В качестве безразмерной меры аберрации часто используют максимальный перепад волновой аберрации [8], представляющий собой разность между максимальным и минимальным значением $W_{кома}$ по апертуре, выраженный в длинах волн λ:

$$\frac{W_{кома,макс}}{\lambda} = \frac{\theta R^3}{4\lambda F^2}. \tag{10}$$

Наличие волновой аберрации $W_{кома}$ изменяет комплексную амплитуду поля в плоскости апертуры, что, в свою очередь, трансформирует распределение интенсивности в фокальной плоскости (около параксиального фокуса).

Для фотодиода введём коэффициент потерь $\eta_{кома}(\theta)$, определяемый как отношение мощности, попадающей на фотодиод при наличии комы, к мощности при идеальной фокусировке.

Для использования в инженерных расчётах удобно выразить коэффициент потерь мощности из-за комы непосредственно через отношение максимальной волновой аберрации к длине волны $W_{кома,макс}/\lambda$.

Для чистой комы среднеквадратичное отклонение волнового фронта σ_W связано с максимальным размахом аберрации соотношением:

$$\sigma_W = \frac{W_{кома,макс}}{2\sqrt{3}}. \tag{11}$$

В приближении малых аберраций (приближение Мерешаля) [9] отношение Штреля выражается через среднеквадратичное отклонение волнового фронта:

$$SR = 1 - (2\pi\sigma_W)^2. \tag{12}$$

Подставляя (11) в (12):

$$SR = 1 - \frac{\pi^2}{3}W_{кома,макс}{}^2. \tag{13}$$

Для фотодиода, размер которого существенно меньше характерного размера аберрированного пятна, регистрируемая мощность пропорциональна пиковой интенсивности. Следовательно, коэффициент потерь мощности из-за комы равен отношению Штреля:

$$\eta_{кома}(\theta) = SR(\theta) = 1 - \frac{\pi^2}{3} W_{кома,макс}{}^2 . \quad (14)$$

Как итог, обновленная запись оценки мощности имеет вид:

$$P_{угловая}(\theta) = P_{рабочая}\eta_{геом}(\theta)\eta_{кома}(\theta) \approx$$
$$\approx P_{рабочая}\left(1 - \frac{m}{2}\theta^2\right)\left(1 - \frac{\pi^2}{3} W_{кома,макс}{}^2\right). \quad (15)$$

Динамика «слепой зоны» (виньетирование)

Фотодиод имеет корпус конкретных размеров, радиус которого $r_{диод}$ превышает радиус активной области $r_{активная}$. Корпус фотодиода, расположенный в фокусе параболоида, частично экранирует падающее на отражатель излучение, создавая так называемую «слепую зону» – область на апертуре, лучи из которой после отражения попадают на корпус, а не на активную область фотоприёмника.

Взяв за основу уже имеющуюся модель [1] получено выражение для радиуса слепой зоны, оно станет отправной точкой в дальнейшей оценке.

При вращении отражателя на угол θ геометрия затенения изменяется: слепая зона смещается по апертуре и изменяет свои размеры. Этот эффект называется динамическим виньетированием. Величина смещения определяется фокусным расстоянием и углом поворота

Кроме смещения, происходит также изменение эффективного радиуса слепой зоны. С учётом наклона падающего пучка, имеем следующее выражение для радиуса слепой зоны:

$$R_{сз} = \frac{F^2}{r_{диод}} + F(\theta), \quad (16)$$

где $F(\theta)$ – дополнительное расширение слепой зоны из-за наклона пучка. Оно линейно растёт при увеличении угла поворота и обусловлено тем, что при наклонном падении крайние лучи проходят ближе к корпусу фотодиода.

Путем несложных математических преобразований получим выражение коэффициента потерь виньетирования:

$$\eta_0 = 1 - \frac{F^4}{r_{диод}{}^2 R^2}, \quad (17)$$

$$\beta = \frac{2F^3}{r_{диод} R^2}, \quad (18)$$

$$\eta_{дсз}(\theta) = \eta_0 - \beta(\theta), \quad (19)$$

где η_0 – эффективность при осевом падении (статистическое виньетирование), β – коэффициент угловой чувствительности виньетирования.

Так как, ввиду малых габаритов фотодиода относительно отражателя, прослеживается зависимость $F^2 / r_{диод} << R$, упростим выражение (19)

$$\eta_{дсз}(\theta) = 1 - \frac{F(\theta)}{R}. \quad (20)$$

Впоследствии будем использовать (20), как основное выражение для оценки влияния угла на динамическое изменение слепой зоны.

Окончательно запишем:

$$P_{угловая}(\theta) \approx P_{рабочая}\left(1-\frac{m}{2}\theta^2\right)\left(1-\frac{\pi^2}{3}W_{кома,макс}{}^2\right)\left(1-\frac{F(\theta)}{R}\right). \quad (21)$$

Математическая оценка полученных выражений

В ходе расчётов были определены следующие геометрические и оптические параметры параболического отражателя. Излучатель имеет мощность, равную 0,1 Вт. Рабочая площадь поверхности S рабочая составляет 0,267 м^2. Диаметр отражателя равен 0,068 м. Высота отражателя H = 0,022 м. Фокусное расстояние F = 0,013 м. Радиус фотодиода $r_{диод}$ = 0,0027 м. Коэффициент отражения отражателя $\eta_{отражение}$ = 0,9. Рабочая мощность на чувствительной части фотодиода $P_{рабочая}$ = 1,26·10^{-5} Вт. Оценим влияние угла отклонения на каждый из рассмотренных случаев отдельно, после чего получим совокупную оценку.

Примем как условие оценки системы, что положение излучателя меняется с шагом в 1 градус, при этом игнорируем, что из-за удаления излучателя от отражателя происходит уменьшение площади излучателя (параболоид заслоняет себя сам), а также примем, что несмотря на перемещение излучателя, весь световой пучок собирается в фокусе отражателя.

При моделировании получены зависимости мощности принимаемого излучения от характеристик приемной системы (рис. 2-5).

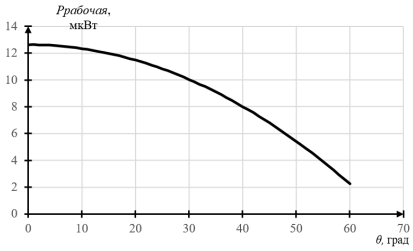


Рис. 2. Оценка мощности по критерию апертурной эффективности

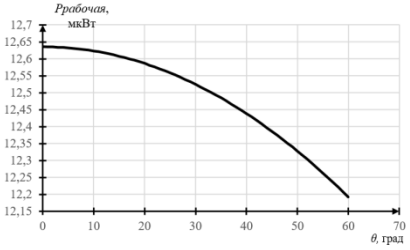


Рис. 3. Оценка мощности по критерию комы

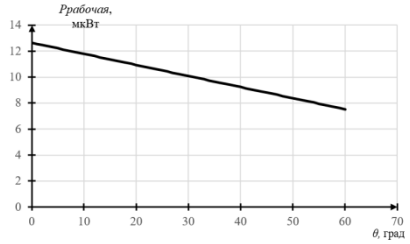


Рис. 4. Оценка мощности по критерию виньетирования

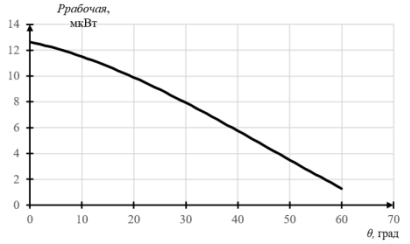


Рис. 5. Общая оценка мощности

Выводы

Было проведено теоретическое исследование влияния углового положения параболического отражателя на уровень входного сигнала в радиофотонной линии связи при фиксированном положении источника излучения.

При отклонении оптической оси отражателя от направления на источник результирующее изменение мощности на фотоприёмнике обусловлено совокупностью трёх основных факторов: геометрическим уменьшением эффективной проекции апертуры, ростом волновой аберрации (комы) и динамическим расширением области затенения. Совместное действие

указанных факторов определяет нелинейный характер спада выходного сигнала с ростом угла поворота.

Получены аналитические выражения, устанавливающие связь между углом поворота θ и соответствующим коэффициентом эффективности. В частности, уточнена зависимость проекции апертуры от кривизны поверхности параболоида, предложена аппроксимация коэффициента потерь на коме через отношение Штреля с использованием выражения для максимальной волновой аберрации, а также выведена формула для расчёта динамического виньетирования, учитывающая как смещение, так и дополнительное расширение слепой зоны пропорционально углу θ.

На основе полученных зависимостей сформирована комплексная математическая модель, позволяющая выполнить оценку суммарных потерь мощности в системе как произведение геометрической эффективности, коэффициента влияния комы и коэффициента виньетирования. Предложенная модель связывает конструктивные параметры оптической системы с её чувствительностью и создаёт теоретическую основу для решения прикладной задачи определения допустимого углового положения отражателя.

В заключении важно отметить, что влияние комы не является критичным для оценки мощности оптической системы. Этот вывод снижает приоритет решения данной проблемы, так как система, несмотря на оптические искажения, работоспособна.

Библиографический список

1. Паршин А.Ю., Воронин О.А. Расчет характеристик оптической системы радиофотонной линии связи // Материалы X Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы современной науки и производства» – Рязань: РГРТУ, 2025. – с. 83-91.

2. Васильев В.П. Оптический рефлектор (варианты) : пат. 2556744 C2 Рос. Федерация : МПК G02B 5/122 № 2013157072/28 ; опубл. 20.07.2015, Бюл. № 20 // Патентообладатель: ОАО "НПК "СПП". – 14 с.

3. Перлов Д.И. Оптический рефлектор : пат. 2101737 C1 Рос. Федерация : МПК G02B 5/10, 5/12 № 96120316/28 ; опубл. 10.01.1998, Бюл. № 1 // Патентообладатель: Джелстаури Корпорейшн Н.В. (NL). – 7 с.

4. Ландсберг Г.С. Оптика : учеб. пособие : для вузов. – 6-е изд., стер. – М. : ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 848 с. – ISBN 5-9221-0314-8.

5. Слюсарь Г.Г. Методы расчета оптических систем. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Машиностроение, 1969. – 672 с.

6. Познахарев Е.С., Крючков А.В., Федосов А.В., Гришин А.И., Белов В.В. Система беспроводной оптической связи вне прямой видимости в инфракрасном диапазоне длин волн : пат. 2828476 C1 Рос. Федерация : МПК H04B 10/00 № 2023132334 ; заявл. 08.12.2023 ; опубл. 14.10.2024, Бюл. № 29 // Патентообладатель: Институт оптики атмосферы им. В.Е. Зуева СО РАН. – 2 с.

7. Тарасенков М.В., Пешков С.А., Познахарев Е.С. Атмосферный канал оптической связи на основе рассеянного излучения в УФ-диапазоне длин волн в дневное и ночное время // Фотоника России. – 2023. – Т. 17. – № 1. – С. 46-56. doi: 10.22184/1993-7296.FRos.2023.17.1.46.56

8. Berry M.V. Waves and Thom's Theorem // Advances in Physics. – 1976. – Vol. 25, No. 1. – P. 1-26. – DOI: 10.1080/00018737600101342. – ISSN 0001-8732.

9.Mahajan V.N. Optical Imaging and Aberrations. Part II: Wave Diffraction Optics : // Virendra N. Mahajan. – 2nd ed. – Bellingham : SPIE Press, 2011. – 510 p. – (SPIE Press Monograph ; Vol. PM208). – DOI: 10.1117/3.898737.– ISBN 978-0-8194-8642-0.

УДК 621.396; ГРНТИ 49.31

ОЦЕНКА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ MIMO СИСТЕМЫ СВЯЗИ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ РАССЕИВАТЕЛЕЙ ПО РАСПРЕДЕЛЕНИЮ ФОН МИЗЕСА-ФИШЕРА

А.Ю. Паршин, В.Х. Нгуен

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, khanhkhanhkpr@gmail.com

Аннотация. В работе рассматривается эффективность системы MIMO в условиях, когда рассеиватели расположены на поверхности сферы в соответствии с распределением фон Мизеса-Фишера. Рассматривается моделирование расположения рассеивателей в трехмерном пространстве. Выполнен расчет координат рассеивателей с учетом функции плотности распределения вероятности фон Мизеса-Фишера и проанализирована эргодическая пропускная способность в зависимости от коэффициента Райса и отношения сигнал-шум при различных концентрациях распределения рассеивателей.

Ключевые слова: MIMO, модель рассеивателей, распределение фон Мизеса-Фишера, эргодическая пропускная способность, плотность распределения вероятности.

EFFICIENCY OF MIMO SYSTEM USING VON MISES-FISHER SCATTERER DISTRIBUTION

A.Yu. Parshin, V.Kh. Nguyen

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, khanhkhanhkpr@gmail.com

The summary. The paper considers the performance of the MIMO system when the scatterers are arranged on the surface of a sphere according to the Von Mises-Fisher distribution. The model of the communication channel is represented in three-dimensional space. The Von Mises-Fisher probability distribution density function is given and the ergodic capacity is analyzed as a function of the Rice coefficient and the signal-to-noise ratio at different concentrations of the scatterer distribution around the mean direction.

Keywords: MIMO, scatterers, distribution Von Mises-Fisher, ergodic capacity, probability density function.

Введение

Технология 5G представляет собой важный этап в развитии телекоммуникаций, открывающий новые горизонты для беспроводной связи. Интеграция передовых методов, таких как MIMO (Multiple Input Multiple Output), неортогональный множественный доступ NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access), миллиметровые волны (mmWave), Интернет вещей (IoT) и машинное обучение, позволяет достигать высокой скорости передачи данных, минимальной задержки и значительного увеличения пропускной способности [1, 2]. Эти достижения не только повышают производительность сетей, но и создают широкие возможности для внедрения инновационных приложений в различных сферах – от умных городов и автономного транспорта до телемедицины и промышленной автоматизации. Технология MIMO широко используется в развитии сетей 5G, обеспечивая значительное увеличение пропускной способности и улучшение качества связи. MIMO использует несколько антенн на передающей и принимающей сторонах для одновременной передачи данных по нескольким независимым каналам, что позволяет эффективно использовать частотный спектр и увеличивать скорость передачи данных практически пропорционально количеству антенн [3].

Внедрение систем связи MIMO сталкивается с рядом трудностей, в частности связанных с наличием препятствий, которые вызывают рассеивание сигнала до его достижения приемника. Объекты, вызывающие изменения в характеристиках сигнала, такие как здания, деревья и различные сооружения, называются рассеивателями. Моделирование канала связи в условиях наличия рассеивателей является актуальной задачей для оценки эффективности систем MIMO. Использование трехмерной модели канала позволяет учитывать распростра-

нение радиосигнала в вертикальной и горизонтальной плоскостях, обеспечивая учет углов места и азимута [4]. Это позволяет более точно описывать радиотехнические условия и оценивать эффективность системы связи с использованием технологии MIMO.

В данной работе используется распределение фон Мизеса-Фишера для описания расположения рассеивателей в канале связи на поверхности сферы. Целью исследования является оценка эффективности систем MIMO путем анализа эргодической пропускной способности при различных концентрациях рассеивателей в канале с учетом распространения радиосигнала как в условиях прямой, так и непрямой видимости.

Распределение фон Мизеса-Фишера (Von Mises Fisher - VMF)

Распределение фон Мизеса-Фишера играет важную роль в моделировании пространственного распределения рассеивателей в современных системах связи, особенно в контексте трехмерной стохастической модели на основе геометрии для систем MIMO. В работе [5] предлагается трехмерная модель нестационарного канала для передачи данных между транспортными средствами с использованием распределением рассеивателей VMF. В работе [6] показано, что трехмерная модель распределения VMF более точно характеризует реальные каналы связи, в частности, для сценариев с пикосотами. Распределение VMF используется для представления углового распределения рассеивателей на поверхности сфер, окружающих антенны передатчика и приемника. Это необходимо для точного моделирования взаимодействия сигналов с этими рассеивателями в замирающей среде. Функция плотности вероятности для одного кластера рассеивателей определяется с учетом средних значений угла азимута и угла места и задается следующим образом:

$$f(\gamma,\beta)=\frac{k}{4\pi\sinh(k)}e^{\{k[\cos\beta_0\cos\beta\cos(\gamma-\gamma_0)+\sin\beta_0\sin\beta]\}},$$

где γ_0 и β_0 представляют собой средние значения угла азимута γ и угла места β ($-\pi\le\gamma_0\le\pi$, $-\pi/2\le\beta_0\le\pi/2$). Функция $\sinh(k)$ используется для того, чтобы интеграл функции плотности вероятности был равен единице по единичной сфере и математически определяется как:

$$\sinh(k)=\frac{e^{k}-e^{-k}}{2},$$

где k определяет степень концентрации распределения вокруг среднего направления. Когда $k=0$, распределение VMF становится изотропным, то есть равномерным по всей поверхности сферы. Это означает, что для рассеивателей не существует преимущественного направления, они распределены равномерно во всех направлениях. С практической точки зрения этот сценарий представляет собой ситуацию, когда рассеиватели не имеют какой-либо определенной ориентации, что часто используется в качестве базовой модели в различных приложениях, включая беспроводную связь. При $k\to\infty$ распределение VMF становится все более концентрированным вокруг среднего направления. На рисунке 1 представлена функция плотности вероятности распределения фон-Мизеса-Фишера для угла азимута γ при $\beta=0$ и различных значениях концентрации распределения вокруг среднего направления, равных соответственно: 1, 7, 15 и 30. Средние значение угла азимута $\gamma_0=0$. На рисунке 2 приведена трехмерная функция плотности распределения вероятности Фон Мизеса-Фишера для угла азимута γ и угла места β при различных значениях концентрации k. Средние значения угла азимута и угла места $\gamma_0=\beta_0=0$, степень концентрации $k=5$. Видно, что чем больше значение k тем концентрированнее распределение VMF вокруг среднего

направления. На рисунке 3 приведены распределения VMF для различных значений k при $\gamma_0 = 0$ и $\beta_0 = 0$, что означает размещение скопления рассеивателей в верхней части сферы. Общее количество рассеивателей составляет 100.

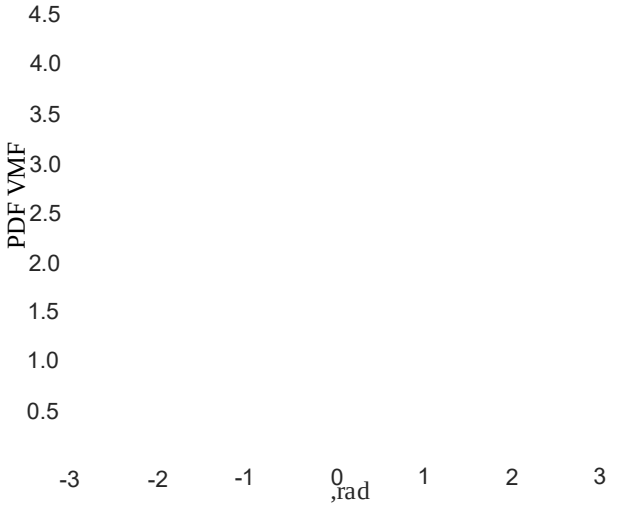


Рис.1. Функция плотности распределения вероятности VMF угла γ при $\beta=0$

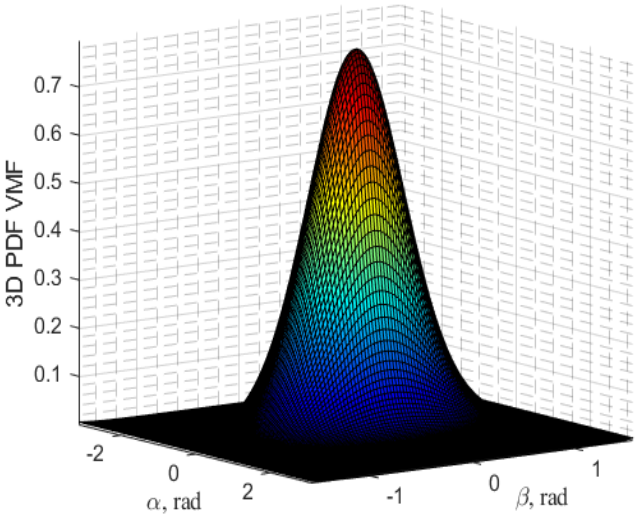


Рис.2. Функция плотности распределения вероятности VMF углах γ и β при $k=5$

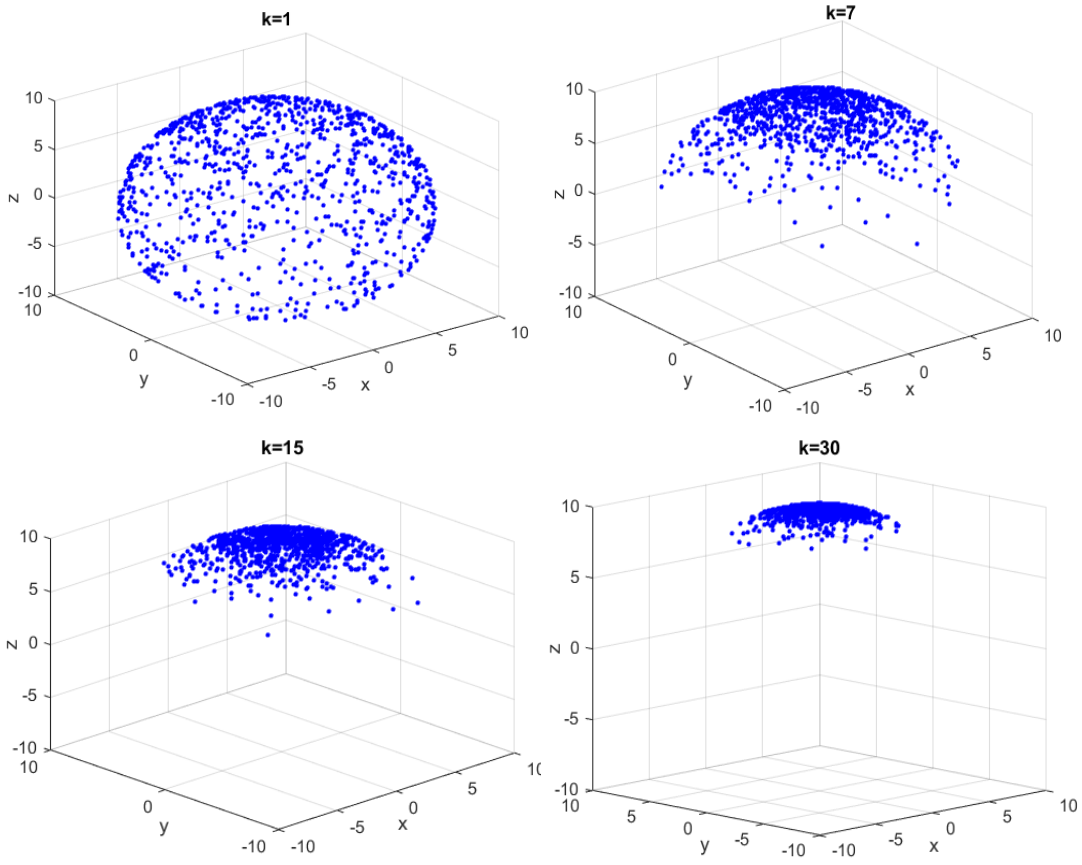


Рис. 3. Распределение рассеивателей для различных значений k

Модель канала MIMO

В данной работе предполагается, что на базовой станции установлено две передающие антенны $N_{TX} = 2$, а на приемной стороне – четыре приемные антенны $N_{RX} = 4$. Сценарий рассеивания иллюстрируется на рисунке 4, где кластер рассеивателей располагается посередине между передающим и приемным устройствами выше линии, соединяющей фазовые центры антенн. Все параметры расстояния нормируются относительно длины волны λ.

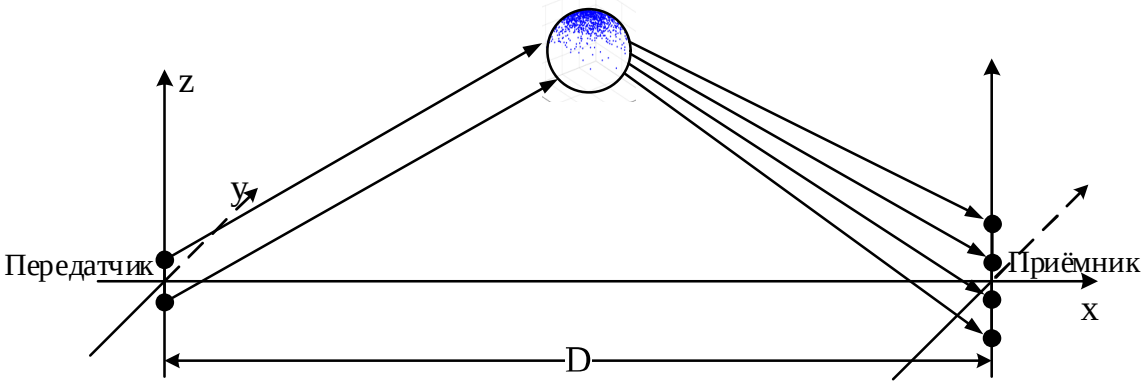


Рис. 4. Модель канала MIMO в трехмерном пространстве

Радиосигналы, проходя от передатчика к приемнику, подвергаются изменениям амплитуды и фазы. Для описания этих изменений используется матрица канальных коэффициентов $\mathbf{H}$. В условии наличия рассеивателей радиоволны могут распространяться как прямыми, так и диффузно рассеянными путями. Тогда канальную матрицу можно представить в следующем виде:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{1}{\mathrm{K_R}+1}}\mathbf{H}_{\mathrm{DIF}} + \sqrt{\frac{\mathrm{K_R}}{\mathrm{K_R}+1}}\mathbf{H}_{\mathrm{LOS}},$$

где K_R – коэффициент Райса, который устанавливает соотношение между мощностью прямого луча и рассеянных лучей. $\mathbf{H}_{\mathrm{DIF}}$ и $\mathbf{H}_{\mathrm{LOS}}$ – канальные матрицы для прямой видимости и непрямой видимости, соответственно. Пропускная способность рассчитывается следующим образом:

$$C_{\mathrm{H}} = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{\mathrm{N_{RX}}} + \frac{q}{\mathrm{N_{TX}}}\mathbf{H}\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\right),$$

где $\mathbf{I}_{\mathrm{N_{RX}}}$ – единичная $\mathrm{N_{RX}} \times \mathrm{N_{TX}}$ матрица; q – отношение сигнал/шум. Для характеристики системы MIMO далее мы используем эргодическую пропускную способность, которая определяется как усреднение по ансамблю реализаций канальной матрицы $\mathbf{H}$: $C_{\mathrm{E}} = \overline{C_{\mathrm{H}}}$.

Результаты моделирования

Проведено моделирование для оценки эргодической пропускной способности MIMO-системы в условиях рассеяния, заданных распределением фон Мизеса-Фишера. В модели использовались следующие начальные параметры:

- Количество передающих антенн на базовой станции: $N_{TX} = 2$;
- Количество приемных антенн абонента: $N_{RX} = 4$;
- Количество рассеивателей: $N_{scat} = 100$;

- Расстояние между устройствами: $D = 500\lambda$;
- Радиус кластера рассеивателей: $R_{scat} = 30\lambda$;
- Расстояние между антенными элементами на передающей и приемной сторонах: $d_a = \lambda / 2$.

На рисунке 5 представлены зависимости эргодической пропускной способности системы MIMO 2x4 от значений коэффициента Райса для различных концентраций распределения рассеивателей вокруг среднего направления, как это показано на рисунке 3, при отношении сигнал-шум q=20 dB. Видно, что в условиях наличия рассеивателей увеличение коэффициента Райса приводит к уменьшению эргодической пропускной способности. Это связано с уменьшением доли мощности непрямой видимости, которая является основной в многолучевом канале. На рисунке 6 приведены зависимости эргодической пропускной способности системы MIMO 2x4 от значений отношения сигнал-шум q для различных концентраций распределения рассеивателей при значении коэффициента Райса $K_R = 5$. При увеличении отношения сигнал-шум эргодическая пропускная способность значительно увеличивается. Полученные результаты показывают, что при увеличении коэффициента k, что означает более плотное скопление рассеивателей, пропускная способность системы MIMO увеличивается.

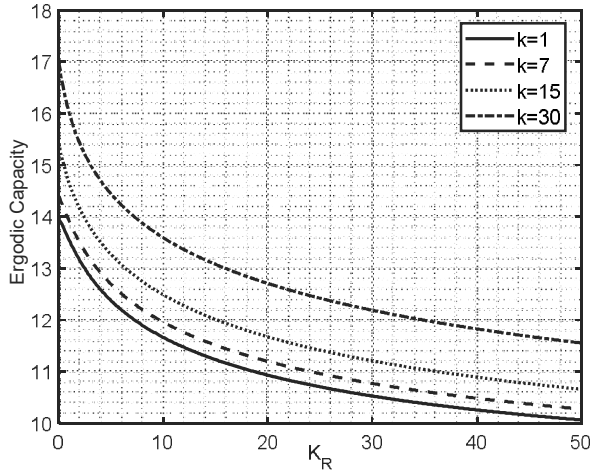


Рис. 5. Зависимости эргодической пропускной способности от значений коэффициента Райса для различных значений k

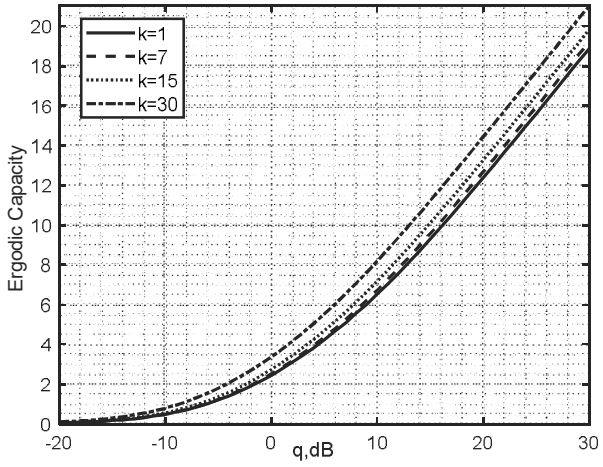


Рис. 6. Зависимости эргодической пропускной способности от значений отношения сигнал-шум для различных значений k

Заключение

В данной работе представлена модель канала связи MIMO в трехмерном пространстве с распределением рассеивателей по модели фон Мизеса-Фишера. Приведены функция плотности распределения вероятности фон Мизеса-Фишера и зависимости эргодической пропускной способности от коэффициента Райса и отношения сигнал-шум при различных значениях концентраций распределения рассеивателей вокруг среднего направления. Результаты исследования могут быть использованы при разработке многоканальных систем связи в условиях наличия рассеивателей вокруг передающих и приемных антенн.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант РНФ 24-29-00850, https://rscf.ru/en/project/24-29-00850/ в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

Библиографический список

1. M. D. Roopa, S. Sasi, S. Babu, A. Agrawal, K. P. Vinaik and S. C. Patil. The IoT & MIMO Communication Technology: A New Computer Communication Approach // International Conference on Communication, Security and Artificial Intelligence. 2023. − Pp. 785-791.
2. V. Kuhn, Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems, John Wiley & Sons, 2006.
3. Parshin Y.N., Parshin A.Y., Grachev M.V. Influence of Signal and Interference Spatial Correlation on the MIMO Communication System's Channel Capacity // 24th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications. 2022. Pp.1-5.
4. Паршин А. Ю., Нгуен В. Х. Разработка модели и классификация MIMO каналов связи в трехмерной системе координат // Цифровая обработка сигналов. 2023. № 4. С. 41-46.
5. Yuming, B. A Novel 3D Nonstationary Channel Model Based on the von Mises-Fisher Scattering Distribution / B. Yuming, J. Zhang, M. Zeng, M. Liu, X. Xu // Hindawi Publishing Corporation Mobile Information Systems. − 2016. − Pp. 1-9.
6. Yi, Y. Novel 3D Geometry-Based Stochastic Models for Non-Isotropic MIMO Vehicle-to-Vehicle Channels / Y. Yi, C. X. Wang, X. Cheng // IEEE Transactions on Wireless Communications. − 2013. − Vol. 13. − Pp. 298-309.

УДК 621.396; ГРНТИ 49.43

АЛГОРИТМ МИНИМУМА СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОЙ ОШИБКИ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ В MIMO СИСТЕМАХ С ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫМ КОДИРОВАНИЕМ

Ю.Н. Паршин, В.Д. Фам

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, phamducvn95@gmail.com

Аннотация. В данной статье проводится исследование многоантенной системы передачи данных (MIMO), в которой реализован алгоритм минимизации среднеквадратичной ошибки (МСКО) для помехоустойчивого приёма сигналов при использовании пространственно-временного блочного кодирования (ПВБК) в условиях пространственно-коррелированных помех. Рассмотрено применение алгоритма МСКО для демодуляции различных схем пространственно-временного блочного кодирования, включая схему Аламоути, ортогональные и неортогональные ПВБК. Приведены результаты численного моделирования вероятности ошибки приёма для ряда конфигураций антенных систем.

Ключевые слова: минимум среднеквадратической ошибки (МСКО), MIMO, многолучевая помеха, пространственно-временное блочное кодирование, вероятность ошибки, канальная матрица.

MINIMUM MEAN SQUARE ERROR ALGORITHM FOR SPATIALLY CORRELATED INTERFERENCE SUPPRESSION IN MIMO SYSTEMS WITH SPACE-TIME CODING

Yu.N. Parshin, V.D. Pham

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, phamducvn95@gmail.com

The summary: This paper investigates a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system employing the minimum mean square error (MMSE) algorithm for robust signal detection in the presence of spatially correlated interference under space–time block coding (STBC). The application of the MMSE algorithm to various STBC demodulation schemes, including the Alamouti scheme as well as orthogonal and non-orthogonal STBC, is examined. Numerical simulation results are presented to evaluate the error performance for different antenna configurations.

Keywords: Minimum Mean Square Error (MMSE), MIMO, multipath interference, Space-Time Block Coding, error probability, linear demodulation methods, channel matrix.

В современных системах беспроводной связи MIMO коммуникации с пространственно-временным блочным кодированием (ПВБК) обеспечивают высокую пропускную способность и надежность передачи. Однако эффективность таких систем существенно снижается при наличии пространственно-коррелированных помех, возникающих из-за многолучевого распространения, ограниченного расстояния между антеннами и внешних источников помех [1-3]. В этих условиях актуальной задачей является разработка и исследование алгоритмов оптимальной обработки сигналов, обеспечивающих подавление коррелированных помех при сохранении выгод пространственно-временного кодирования [4]. Алгоритм минимума среднеквадратичной ошибки (МСКО) представляет собой эффективный метод обработки сигналов, обеспечивающий компромисс между усилением сигнала и подавлением помех [5-7]. Применение МСКО в MIMO системах со ПВБК позволяет частично устранять пространственно-коррелированные помехи и повышать качество демодуляции.

В настоящей работе рассматривается применение алгоритма МСКО для подавления пространственно-коррелированных помех в MIMO системах с пространственно-временным блочным кодированием. Эффективность алгоритма оценивается по результатам численного моделирования вероятности битовой ошибки.

Целью данного исследования является анализ алгоритмов обработки по критерию МСКО для помехоустойчивого приема сигналов в системах MIMO с пространственно-временным блочным кодированием при наличии пространственно коррелированных помех.

Модели коррелированных коэффициентов канала

Рассмотрим пространственную структуру антенной системы MIMO, которая состоит из передающей антенной системы с N_{TX} антеннами, приемной антенной системы с N_{RX} антеннами, а также содержит *M* источников помех. Сигнал на выходе приемной антенной системы представляется в виде: $\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{Z}}$, где $\underline{\mathbf{Y}}$ − наблюдаемый процесс на выходе элементов приемной антенной системы; $\underline{\mathbf{S}} = \left\{ s_1, s_2, ..., s_{N_{\text{TX}}} \right\}^{\text{T}}$ − полезный сигнал; $\underline{\mathbf{Z}} = \left\{ \underline{z}_1, ..., \underline{z}_{N_{\text{RX}}} \right\}$ − вектор-столбец помехи; $\underline{\mathbf{H}}$ − матрица коэффициентов передачи сигнала.

В настоящей работе рассматривается метод, использующий априорную информацию о корреляционной матрице коэффициентов канала. Для характеристики пространственной корреляции применяется модель, не требующая точного знания геометрии расположения рассеивателей [8]:

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{TX(RX)}} = \begin{vmatrix} 1 & \rho_{\text{TX(RX)}} & \rho^4_{\text{TX(RX)}} & \cdots & \rho^{\left(N_{\text{TX(RX)}}-1\right)^2}_{\text{TX(RX)}} \\ \rho_{\text{TX(RX)}} & 1 & \rho_{\text{TX(RX)}} & \cdots & \vdots \\ \rho^4_{\text{TX(RX)}} & \rho_{\text{TX(RX)}} & 1 & \cdots & \rho^4_{\text{TX(RX)}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \rho_{\text{TX(RX)}} \\ \rho^{\left(N_{\text{TX(RX)}}-1\right)^2}_{\text{TX(RX)}} & \cdots & \rho^4_{\text{TX(RX)}} & \rho_{\text{TX(RX)}} & 1 \end{vmatrix},$$

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{TXM}} = \begin{vmatrix} \underline{\mathbf{R}}_{\text{TX}} & \rho_{\text{TX1}}\mathbf{E} & \rho_{\text{TX2}}\mathbf{E} & \cdots & \rho_{\text{TX}M}\mathbf{E} \\ \rho_{\text{TX1}}\mathbf{E} & \underline{\mathbf{R}}_1 & \rho_{12}\mathbf{E} & \cdots & \rho_{1M}\mathbf{E} \\ \rho_{\text{TX2}}\mathbf{E} & \rho_{21}\mathbf{E} & \underline{\mathbf{R}}_2 & \cdots & \rho_{2M}\mathbf{E} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{\text{TX}M}\mathbf{E} & \rho_{M1}\mathbf{E} & \rho_{M2}\mathbf{E} & \cdots & \underline{\mathbf{R}}_M \end{vmatrix}.$$

Матрица передачи, описывающая коэффициенты передачи сигнала и помехи к приемным антеннам, определяется по формуле:

$$\underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{TXM,RX}} = \underline{\mathbf{R}}_{\mathrm{RX}}^{1/2}\underline{\mathbf{H}}_{1}\underline{\mathbf{R}}_{\mathrm{TXM}}^{1/2},$$

где $\underline{\mathbf{H}}_{1}$ – матрица независимых гауссовских случайных величин размером $N_{\mathrm{RX}} \times \left(N_{\mathrm{TX}} + \sum_{m=1}^{M} N_m \right)$.

Матрица коэффициентов канала, учитывающая как прямой луч, так и диффузное рассеяние сигнала при распространении радиоволн, определяется как сумма матриц, соответствующих этим составляющим $\underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{LS}}$ и $\underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{DF}}$, поэтому она имеет следующий вид:

$$\underline{\mathbf{H}} = \sqrt{\frac{K_{\mathrm{RS}}}{K_{\mathrm{RS}}+1}}\underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{LS}} + \sqrt{\frac{1}{K_{\mathrm{RS}}+1}}\underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{DF}},$$

где K_{RS} – фактор Райса для сигнала;

$\underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{LS}}$ – канальная матрица для прямого луча между передатчиком и приемником;

$\underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{DF}} = \underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{TXM,RX}}\left(1:N_{\mathrm{RX}}, 1:N_{\mathrm{TX}}\right)$ – диффузная канальная матрица для сигнала.

Аналогичным образом, матрица канальных коэффициентов от источника помехи к приёмнику представляется в следующем виде:

$$\underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{V}m} = \sqrt{\frac{K_{\mathrm{RV}m}}{K_{\mathrm{RV}m}+1}}\underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{LS}m} + \sqrt{\frac{1}{K_{\mathrm{RV}m}+1}}\underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{DF}m},$$

где $K_{\mathrm{RV}m}$ – фактор Райса для помехи;

$\underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{LS}m}$ – канальный вектор размера $N_{\mathrm{RX}} \times N_{\mathrm{TXm}}$ прямого пути между источником помех и приемником;

$\underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{DF}m} = \underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{TXM,RX}}\left(1:N_{\mathrm{RX}}, N_{\mathrm{TX}} + \sum_{k=1}^{m-1} N_k + 1 : N_{\mathrm{TX}} + \sum_{k=1}^{m} N_k\right)$ – диффузная канальная матрица помехи размером $N_{\mathrm{RX}} \times N_{\mathrm{TXm}}$, $N_{\mathrm{TX}m}$ – число передающих антенн источника помехи, $m = 1,...,M$ – номер помехи.

Помеха представляет собой сумму пространственно коррелированной помехи и некоррелированного шума:

$$\underline{\mathbf{Z}} = \underline{\mathbf{Z}}_{\mathrm{П}} + \underline{\mathbf{Z}}_{\mathrm{Ш}},$$

где $\underline{\mathbf{Z}}_{\mathrm{П}} = \left\{\underline{z}_{\mathrm{П}1}, \underline{z}_{\mathrm{П}2}, ..., \underline{z}_{\mathrm{П}N_{\mathrm{RX}}}\right\}^{\mathrm{T}}$ – пространственно коррелированная помеха, создаваемая M источниками;

$\underline{\mathbf{Z}}_{\mathrm{Ш}} = \left\{\underline{z}_{\mathrm{Ш}1}, \underline{z}_{\mathrm{Ш}2}, ..., \underline{z}_{\mathrm{Ш}N_{\mathrm{RX}}}\right\}^{\mathrm{T}}$ – пространственно некоррелированный шум.

Корреляционная матрица помехи равна сумме корреляционных матриц для коррелированной и некоррелированной составляющих

$$\underline{\mathbf{R}}_{\mathrm{V}} = \underline{\mathbf{R}}_{\mathrm{П}} + \underline{\mathbf{R}}_{\mathrm{Ш}},$$

где $\underline{\mathbf{R}}_{\mathrm{П}} = \overline{\underline{\mathbf{V}}_{\mathrm{ПRX}}\underline{\mathbf{V}}_{\mathrm{ПRX}}^{\mathrm{H}}} = \sum_{m=1}^{M} P_{\mathrm{П}}\underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{V}m}\underline{\mathbf{H}}_{\mathrm{V}m}^{\mathrm{H}}$ – корреляционная матрица активной составляющей помехи;

$\underline{\mathbf{V}}_{\mathrm{ПRX}}$ – вектор помехи;

$P_{\mathrm{П}}$ – дисперсия помехи в каждой передающей антенне;

$\underline{\mathbf{R}}_{\text{Ш}} = \mathbf{I}P_{\text{Ш}}$ − корреляционная матрица шумов помехи, которые являются пространственно некоррелированными;

$P_{\text{Ш}}$ − дисперсия шума в каждом приемном канале.

Для подавления пространственно-коррелированных помех применяется линейная обработка с использованием матричного фильтра $\tilde{\underline{\mathbf{Y}}} = \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{Y}}$. Параметры фильтра определяются из условия декорреляции помехи $\underline{\mathbf{W}} = \sqrt{P_{\text{Ш}}}\left[\text{Chol}(\underline{\mathbf{R}}_V)\right]^{-1}$ [9].

В данной работе представлен анализ вероятности битовой ошибки в системе MIMO в условиях воздействия пространственно коррелированных помех при применении пространственно-временного кодирования по методу Аламоути, кодирующая матрица будет иметь вид $\underline{\mathbf{S}}_2 = \begin{bmatrix} \underline{s}_1 & \underline{s}_2 \\ -\underline{s}_2^* & \underline{s}_1^* \end{bmatrix}$. На приёмной стороне принимаемый сигнал фиксируется каждой из приёмных антенн в два последовательных временных интервала [9]:

$$\underline{\mathbf{Y}}_m = \begin{bmatrix} \underline{y}_{m1} \\ \underline{y}_{m2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{q_S}{2}}\underline{\mathbf{H}}_m\underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{Z}}_m = \sqrt{\frac{q_S}{2}}\begin{bmatrix} \underline{s}_1 & \underline{s}_2 \\ -\underline{s}_2^* & \underline{s}_1^* \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \underline{h}_{m1} \\ \underline{h}_{m2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{z}_{m1} \\ \underline{z}_{m2} \end{bmatrix},$$

где $m = 1,...,N_{\text{RX}}$ – номер приемных антенн;

$\underline{\mathbf{H}}_m$ – m-ая строка матрицы $\underline{\mathbf{H}}$;

$\underline{\mathbf{Z}}_m$ – m-ая строка матрицы помехи $\underline{\mathbf{Z}}$;

q_S – отношение сигнал-шум.

После применения отбеливающего фильтра, принятый сигнал на n-й антенне в двух временных слотах записывается в виде:

$$\tilde{\underline{\mathbf{Y}}}_m = \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{Y}}_m = \sqrt{\frac{q_S}{2}}\underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{H}}_m\underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{Z}}_m = \sqrt{\frac{q_S}{2}}\begin{bmatrix} \tilde{\underline{h}}_{m1} & \tilde{\underline{h}}_{m2} \\ \tilde{\underline{h}}_{m2} & -\tilde{\underline{h}}_{m1} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \underline{s}_1 \\ \underline{s}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\underline{z}}_{m1} \\ \tilde{\underline{z}}_{m2} \end{bmatrix}.$$

Для применения линейного МСКО оценивания модель передачи с кодом Аламоути преобразуется к эквивалентной линейной форме, в которой формируются эквивалентная матрица канала $\underline{\mathbf{H}}_{eq}$ и вектор наблюдений $\underline{\mathbf{Y}}_{eq}$, объединяющие сигналы, принятые в двух последовательных временных интервалах на всех приёмных антеннах:

$$\underline{\mathbf{Y}}_{eq} = \underline{\mathbf{H}}_{eq}\underline{\mathbf{S}}_x + \underline{\mathbf{Z}},$$

где эквивалентная матрица канала имеет вид $\underline{\mathbf{H}}_{eq} = \begin{bmatrix} \tilde{\underline{h}}_{11} & \tilde{\underline{h}}_{12} & \cdots & \tilde{\underline{h}}_{N_{RX}1} & \tilde{\underline{h}}_{N_{RX}2} \\ \tilde{\underline{h}}_{12} & -\tilde{\underline{h}}_{11} & \cdots & \tilde{\underline{h}}_{N_{RX}2} & -\tilde{\underline{h}}_{N_{RX}1} \end{bmatrix}^{\text{T}}$.

Решение задачи оценивания сигнального вектора по критерию минимума среднеквадратической ошибки определяется выражением [7]:

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{МСКО}} = (\underline{\mathbf{H}}_{eq}^{\text{H}}\underline{\mathbf{H}}_{eq} + \sigma_n^2\mathbf{I})^{-1}\underline{\mathbf{H}}_{eq}^{\text{H}}.$$

Оценка сигнального вектора:

$$\hat{\underline{\mathbf{S}}}_x = \underline{\mathbf{W}}_{\text{МСКО}}\underline{\mathbf{Y}}_{eq}.$$

Демодуляция BPSK осуществляется путём принятия решения по знаку вещественной части:

$$\hat{b} = \text{sign}(\text{Re}\{\underline{\hat{\mathbf{S}}}_x\}) .$$

В условиях наличия помех эффективность системы MIMO оценивается вероятностью битовой ошибки при различных значениях параметров, определяющих её значение. При достаточно большом числе переданных бит вероятность битовой ошибки $P_{\text{ОШ}}$ определяется как доля ошибочных битов в общем объёме переданных данных:

$$P_{\text{ОШ}} \approx \frac{N_{\text{ОШ}}}{N_{bit}},$$

где $N_{\text{ОШ}}$ – число бит, полученных с ошибкой;

N_{bit} – общее число переданных бит.

Результаты моделирования

В данной работе для анализа эффективности системы MIMO используются следующие параметры:

- число приёмных антенн $N_{\text{RX}} = 2,5$;
- отношение сигнал-шум $q_S = 1$ дБ;
- отношение помеха-шум $q_V = 20$ дБ;
- количество антенн источника помехи $N_m = 1$.

Координаты антенн, выраженные в длинах волн, равны: $x_{\text{TX0}} = x_{\text{TX1}} = ... = x_{\text{TX}n} = 0$, $x_{\text{RX0}} = ... = x_{N_{\text{RX}}-1} = 500\lambda$, $y_{\text{TX0}} = 0$, $y_{\text{RX0}} = 70\lambda$, $x_{\text{v1}} = 300\lambda$, $x_{\text{v2}} = 250\lambda$, $x_{\text{v3}} = 150\lambda$, $x_{\text{v4}} = 100\lambda$, $x_{\text{v5}} = 80\lambda$, $y_{\text{v1}} = -200\lambda$, $y_{\text{v2}} = -150\lambda$, $y_{\text{v3}} = 100\lambda$, $y_{\text{RX}m} = y_{\text{RX0}} + (m-1)d, m = 1,...,N_{\text{RX}}$, $y_{\text{TX}n} = y_{\text{TX0}} + (n-1)d, n = 1,...,N_{\text{TX}}$, $d = 0,5\lambda$ – расстояние между соседними элементами антенн.

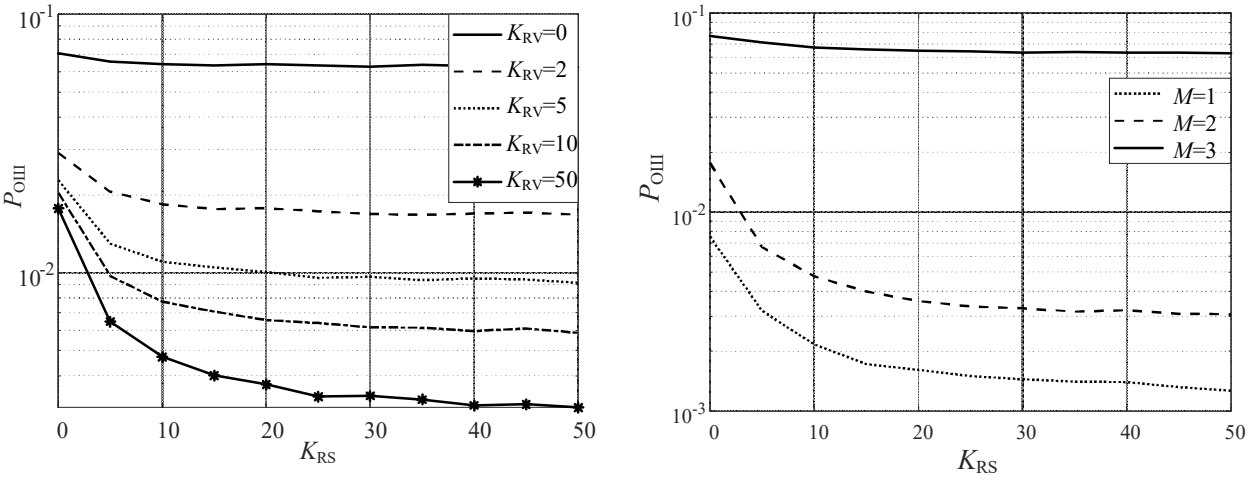


Рис. 1. Зависимости вероятности битовой ошибки $P_{\text{ОШ}}$ от коэффициента Райса для сигнала K_{RS}

На рисунке 1 приведены зависимости вероятности битовой ошибки $P_{\text{ОШ}}$ от коэффициента Райса для сигнала K_{RS}. Анализ проведен при следующих значениях параметров: ко-

эффициент корреляции сигнала и помех $\rho_{TXM} = 0,5$, коэффициент Райса для помехи $K_{RV} = 0;2;5;10;50$, количество источников помехи $M = 1;2;3$. На обоих графиках прослеживается общая тенденция: с увеличением K_{RS} вероятность ошибки $P_{ОШ}$ монотонно уменьшается, что соответствует улучшению условий распространения сигнала при увеличении доли прямой составляющей канала. Наиболее чувствительной является область $K_{RS} < 10$, где все кривые изменяются наиболее интенсивно. При $K_{RS} > 20$ кривые выходят на насыщение, что указывает на предельные возможности системы при заданных параметрах помеховой обстановки. Левый график отражает влияние коэффициента Райса помехи $K_{RV} = 0;2;5;10;50$. С ростом K_{RV} кривые смещаются вниз. Это объясняется тем, что помеха с высоким коэффициентом Райса носит более детерминированный характер и легче компенсируется приёмником. Правый график демонстрирует влияние количества источников помех на вероятность битовой ошибки. С увеличением числа источников помех наблюдается рост вероятности битовой ошибки. Данный результат свидетельствует о существенном негативном влиянии увеличения числа источников помех, обусловленном ростом суммарной мощности помех и, как следствие, снижением эффективного отношения сигнал - помеха.

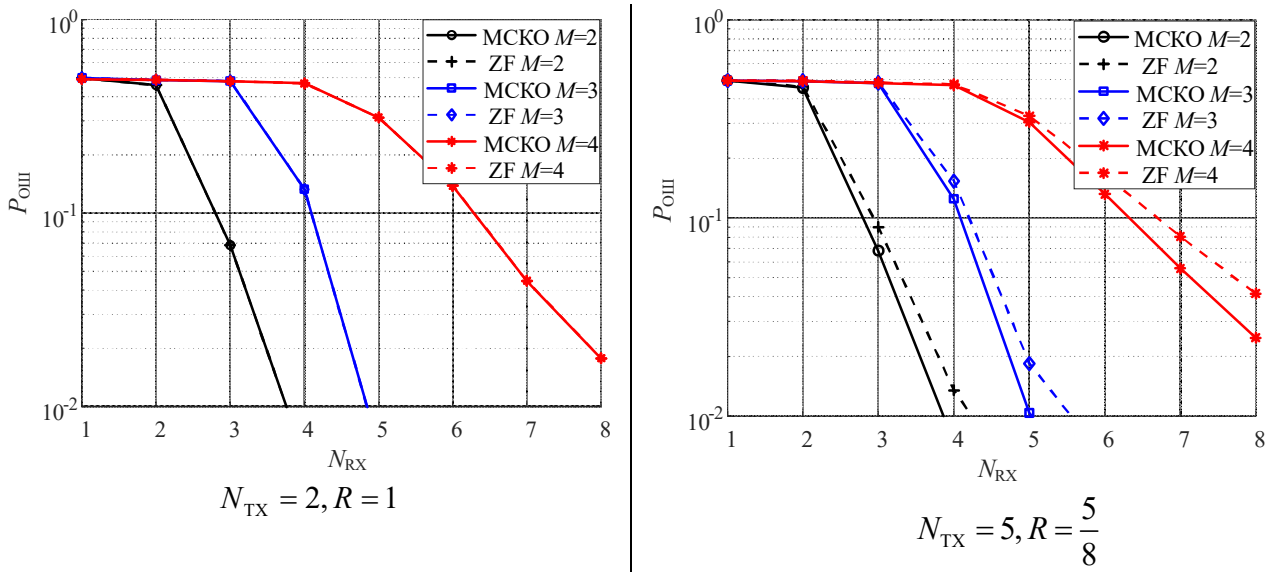


Рис. 2. Зависимости вероятности битовой ошибки $P_{ОШ}$ от числа приёмных антенн N_{RX} при различных значениях числа источников помех M в системе MIMO с различными методами МСКО и Zero-Forcing (ZF).

На рисунке 2 приведены графики вероятности битовой ошибки $P_{ОШ}$ в зависимости от числа приёмных антенн N_{RX} при различных значениях числа источников помех M в системе MIMO с различными методами МСКО и Zero-Forcing (ZF). Из анализа полученных графиков следует, что вероятность битовой ошибки остаётся практически неизменной до тех пор, пока число приёмных антенн не превышает количество источников помех ($N_{RX} \le M$). Это явление объясняется тем, что при равенстве или меньшем числе приёмных антенн система не обладает достаточной степенью пространственной избыточности для эффективного подавления помех. Лишь при условии, когда количество приёмных антенн превосходит число источников помех $N_{RX} > M$, наблюдается заметное снижение вероятности битовой ошибки, что связано с улучшением качества пространственной фильтрации и более эффективным разделением сигналов. Кроме того, результаты моделирования показывают, что при исполь-

зовании полностью ортогональных пространственно-временных блоковых кодов значения вероятности битовой ошибки оказываются одинаковыми для обоих методов обработки сигнала - как для ZF, так и для МСКО. Это связано с тем, что в полностью ортогональной структуре кодов уровень взаимных помех между передаваемыми символами минимален, и эффективность методов эквивалентна. В отличие от этого, при применении неполностью ортогональных кодов различие между методами становится более выраженным. В данном случае метод МСКО демонстрирует более низкий уровень вероятности битовой ошибки по сравнению с методом ZF. Это обусловлено тем, что МСКО учитывает влияние шума и помех при инверсии канала, обеспечивая более оптимальный баланс между усилением сигнала и ослаблением шумовой составляющей. Таким образом, результаты подтверждают преимущество метода МСКО для систем с неполной ортогональностью кодов и наличием помех.

Таким образом, проведённый анализ показывает, что вероятность битовой ошибки $P_{\text{ОШ}}$ определяется совокупным влиянием коэффициента Райса сигнала K_{RS}, коэффициента Райса помехи K_{RV}. Увеличение этих коэффициентов приводит к снижению вероятности ошибки $P_{\text{ОШ}}$. Увеличение числа приёмных антенн способствует дополнительному снижению вероятности ошибки, однако эффективность этого процесса проявляется только тогда, когда количество приёмных антенн превышает число источников помех $N_{\text{RX}} > M$. При использовании полностью ортогональных кодов вероятности битовой ошибки $P_{\text{ОШ}}$ абсолютно одинакова в обоих методах. В случае неполностью ортогональных кодов применение метода МСКО обеспечивает более низкий уровень $P_{\text{ОШ}}$ по сравнению с методом ZF. Полученные данные могут служить основой для оптимизации параметров беспроводных систем связи в условиях коррелированных помех.

Библиографический список

1. Q. Yan, H. Zeng, T. Jiang, M. Li, W. Lou, Y. Thomas Hou. MIMO-based Jamming Resilient Communication in Wireless Networks // IEEE Conference on Computer Communications, IEEE INFOCOM. – 2014. - pp. 2697 - 2705.

2. Telatar I.E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels // European Transactions on telecommunication. – 1999. - vol. 10. - No 6. - pp. 585 - 595.

3. Паршин Ю. Н., Фам В. Д. Влияние корреляции канальных матриц на эффективность MIMO системы при действии многолучевых помех // Радиолокация, навигация, связь (RLNC-2025). 2025. Т. 2. С. 399-405.

4. Паршин Ю.Н., Фам В.Д. Анализ вероятности ошибки приёма сигналов в MIMO-системе Аламоути при наличии коррелированных помех // Новые информационные технологии в научных исследованиях НИТ-2025: сб. тр. XXX Всероссийская научно-техническая конференция студентов, молодых ученых и специалистов - Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т. - 2025. - С. 150 – 152.

5. Паршин Ю.Н., Нгуен В. Н. Т. Вероятность битовой ошибки в MIMO системе передачи информации с пространственной компенсацией помех // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ. В 5-ти томах, Воронеж, 18–20 апреля 2023 года. Том 4. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2023. – С. 15 – 20.

6. V. Kuhn. Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multi-ple Antenna Systems. John Wiley & Sons, 2006. - 404 p

7. Варукина В.В., Крейнделин В.Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. – М.: Горячая линия - Телеком, 2014. – 244 с.

8. Паршин Ю.Н., Фам В.Д. Влияние корреляции канальных матриц на пропускную способность MIMO системы при действии многолучевых помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2025. № 93. С. 31-40.

9. Паршин Ю.Н. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех. М.: КУРС, 2021. – 200 с.

УДК 621.396.2; ГТНТИ 49.43

ТЕСТИРОВАНИЕ СТЕНДА ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ MIMO СИСТЕМ СВЯЗИ НА БАЗЕ АППАРАТНО-ПРОГРАММИРУЕМОГО РАДИОМОДУЛЯ USRP X300

А.А. Титов

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, andrey.titov75@mail.ru

Аннотация. В статье рассматривается разработка стенда для испытаний MIMO систем связи на базе аппаратно-программируемого радиомодуля USRP X300. Программное обеспечение реализовано в среде GNU Radio Companion совместно со средой MATLAB. В работе описываются структурные схемы стенда в целом, а также передающего и приемного трактов по отдельности. Для оценки работоспособности и корректности функционирования разработанного стенда проводится тестирование в режиме SISO.

Ключевые слова: MIMO, SISO, программно-определяемое радио, USRP X300, GNU Radio Companion

TESTING OF A TEST BENCH FOR MIMO COMMUNICATION SYSTEMS BASED ON THE USRP X300 HARDWARE-PROGRAMMABLE RADIO MODULE

A. A. Titov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, andrey.titov75@mail.ru

Abstract. The article discusses the development of a test bench for MIMO communication systems based on the USRP X300 hardware programmable radio module. The software is implemented in the GNU Radio Companion environment in conjunction with the MATLAB environment. The paper describes the structural schemes of the stand as a whole, as well as the transmitting and receiving paths separately. To assess the operability and correct functioning of the developed stand, testing is carried out in the SISO mode.

Keywords: MIMO, SISO, Software Defined Radio, USRP X300, GNU Radio Companion

Введение

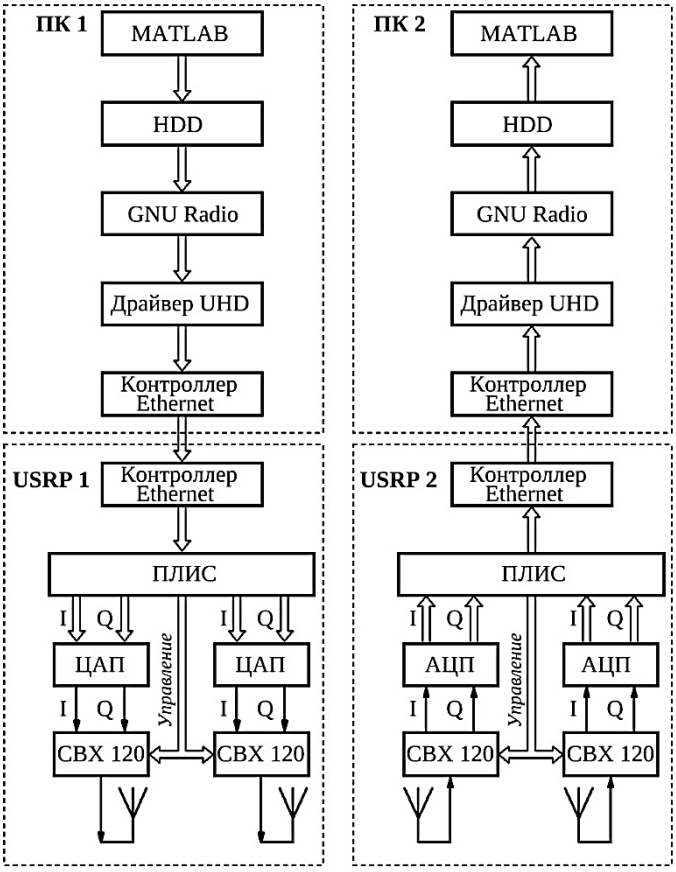
Современные исследования и разработки в области беспроводной связи немыслимы без использования гибких и мощных инструментов. Одним из наиболее эффективных подходов является концепция программно-определяемой радиосвязи (SDR), где обработка сигналов переносится из специализированных аппаратных компонентов в программную область. Такой подход обеспечивает возможность реализации различных протоколов и алгоритмов обработки сигналов на одной и той же аппаратной платформе, что существенно ускоряет прототипирование и тестирование новых решений и систем. Одним из возможных способов реализации SDR является интеграция аппаратного радиомодуля USRP X300 [1] с программной средой GNU Radio Companion (GRC) [2]. Совместное использование этих компонентов образует целостную и гибкую платформу, пригодную для прототипирования, испытаний и развертывания сложных беспроводных систем.

Основная цель – разработка стенда для испытаний Multiple-Input and Multiple-Output (MIMO) систем связи на базе аппаратно-программируемого радиомодуля USRP X300 совместно с программной средой GRC, а также проведение его тестирования в режиме SISO.

Разработка стенда для испытаний MIMO 2 × 2 систем связи

Стенд для испытаний MIMO 2 × 2 систем связи построен на программно-аппаратном комплексе, включающем передающий (рис. 1, а) и приемный тракты (рис. 1, б), которые состоят из персонального компьютера (ПК) и аппаратно-программируемого радиомодуля USRP X300. Передача данных между ПК и USRP X300 осуществляется через интерфейс Ethernet с пропускной способностью 1 Гбит/с.

Основные характеристики USRP X300 приведены в [1]. USRP X300 построен по модульной архитектуре, где центральным элементом материнской платы является программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС) Xilinx Kintex-7 [1]. USRP X300 оснащен двумя высокоскоростными парами аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) [1]. Рабочий частотный диапазон и специфика радиочастотного тракта определяются сменными дочерними радиочастотными платами. В рассматриваемой конфигурации в каждом USRP используются по две дочерние радиочастотные платы – CBX-120, обеспечивающие работу в частотном диапазоне от 1,2 до 6 ГГц с полосой пропускания 120 МГц [1].



а) б)

Рис. 1. Структурная схема стенда для испытаний MIMO 2 × 2 систем связи:
а) – передающий тракт; б) – приемный тракт

Программное обеспечение (ПО) стенда реализовано с использованием программной среды GNU Radio Companion [2] и среды MATLAB, связь между которыми осуществляется посредством записи и чтения файлов на жесткий диск (HDD) ПК.

Структурная схема передающего тракта стенда для испытаний MIMO 2 × 2 систем связи представлена на рисунке 2. Сгенерированная информационная последовательность в среде MATLAB с применением модуляции, например BPSK или QPSK [3], и кодирования, например, пространственно-временного блочного кодирования Аламоути [4, 5, 6, 7] записывается в файл на HDD ПК. Потоковый граф передатчика GRC имеет два идентичных канала, которые выполняют интерполяцию и формирование импульсов с помощью согласованного фильтра (СФ). Тип СФ с корнем из приподнятого косинуса (Root Raised Cosine, RRC) ограничивает полосу сигнала, что обеспечивает спектральную эффективность и минимизирует межсимвольную интерференцию за счет выполнения условия Найквиста [3, 8]. Блок *UHD: USRP Sink* выступает в качестве интерфейса между ПО и аппаратной частью стенда [2].

В ПЛИС происходит разделение информационного сигнала на синфазную I и квадратурную Q составляющие. Цифро-аналоговые преобразователи формируют аналоговые сигналы синфазной и квадратурной составляющих, которые поступают на дочерние радиочастотные платы СВХ-120. В дочерних радиочастотных платах используются синтезаторы частот, которые работают от одного генератора тактовых импульсов (ГТИ) и поддерживают диапазон частот от 23,5 МГц до 6 ГГц [1]. Вследствие ограничения, вызванного граничной частотой фильтра нижних частот равной 2,275 ГГц, встроен переключатель, который позволяет расширить частотный диапазон до 6 ГГц. Коэффициент усиления усилителя мощности, как и общий уровень сигнала, регулируется с помощью цифрового аттенюатора [1]. Управление частотой синтезатора, РЧ переключателем и аттенюатором осуществляется с ПЛИС на основе команд, полученных от управляющего ПО, что позволяет оперативно менять настройки в зависимости от поставленных задач.

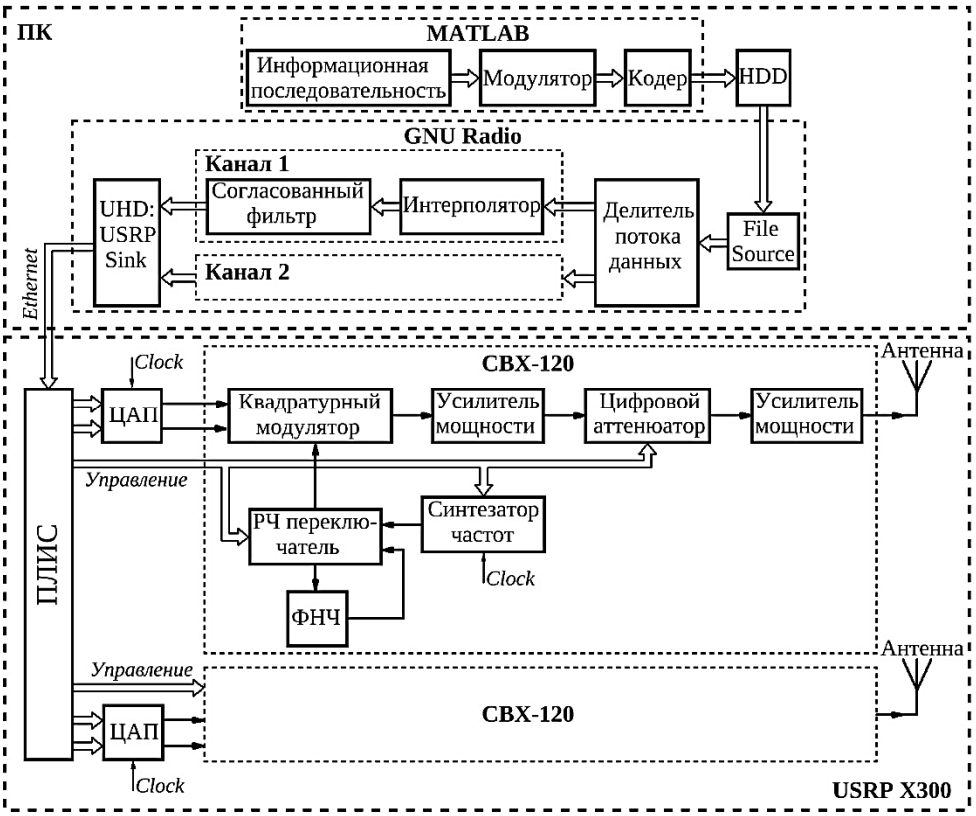


Рис. 2. Структурная схема передающего тракта стенда для испытаний MIMO 2 × 2 систем связи

На рисунке 3 представлена структурная схема приемного тракта стенда для испытаний MIMO 2 × 2 систем связи. Принятый из эфира радиосигнал усиливается до уровня, необходимого для последующей квадратурной демодуляции [1]. Дифференциальный драйвер АЦП с обратной связью согласует уровни сигнала с входным диапазоном аналого-цифрового преобразователя и обеспечивает симметричный дифференциальный выход [1]. ПЛИС осуществляет первичную обработку оцифрованных данных, включая их буферизацию и передачу в программную среду через интерфейс Ethernet.

Потоковый граф приемника в GRC (рис. 3) содержит два идентичных канала соответствующих сигналам, принятым с первой и второй антенн. Блок *UHD: USRP Source* выполняет прием и потоковую передачу выборок с USRP X300 в GRC. Фильтр нижних частот обеспечивает подавление шумов и узкополосных помех за пределами полезной полосы сигнала. Автоматическая регулировка усиления стабилизирует уровень сигнала. Согласованный

фильтр, настроенный согласно форме импульса, использованной в передатчике, позволяет максимизировать отношение сигнал-шум.

Вследствие возможной нестабильности синтезаторов частот на передатчике и приемнике, а также доплеровских эффектов и неидеальностей радиоканала, необходимым условием для обеспечения корректного обнаружения и последующей демодуляции сигнала является применение тактовой и частотно-фазовой синхронизаций. Тактовая синхронизация может быть выполнена, например, на основе алгоритма Гарднера [9], а частотно-фазовая синхронизация – на основе петли Костаса [8]. Блок File Sink записывает на жесткий диск ПК отфильтрованные и восстановленные по синхронизации символы [1]. В среде MATLAB осуществляется декодирование и демодуляция принятых символов в соответствии с использованным алгоритмом кодирования и типом модуляции.

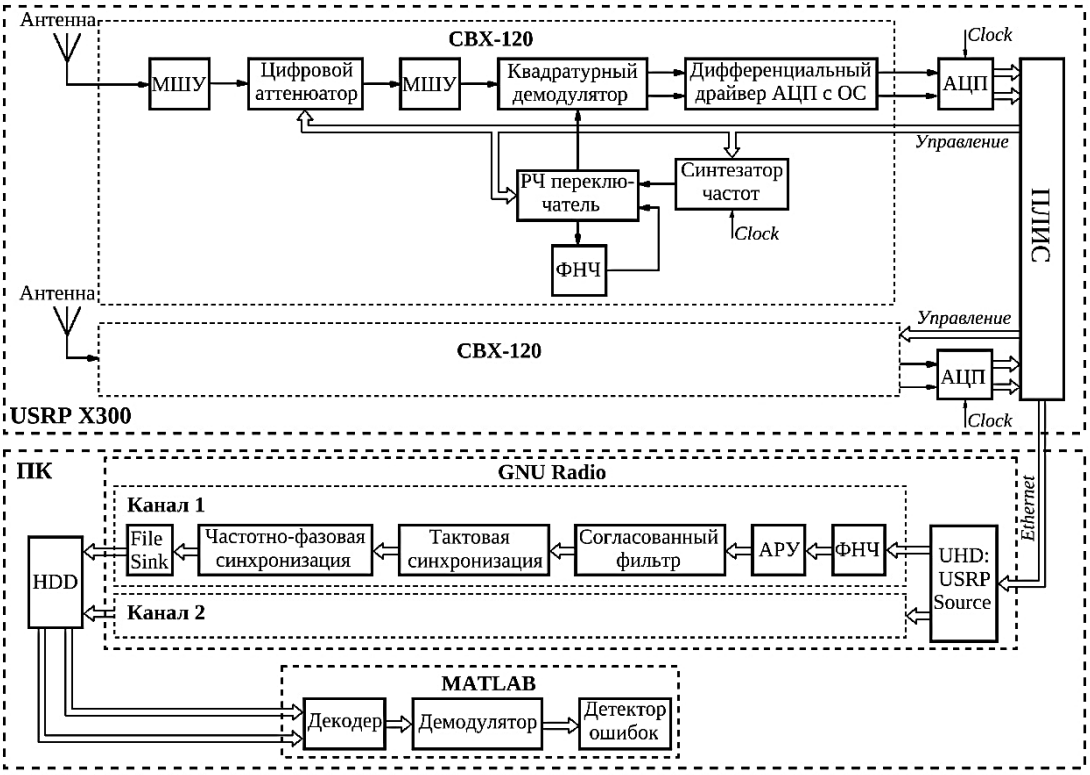


Рис. 3. Структурная схема приемного тракта стенда для испытаний MIMO 2 × 2 систем связи

Детектор битовых ошибок

В отличие от традиционных подходов, в разрабатываемом стенде не используется прямая синхронизация по началу передачи информационной последовательности. Альтернативный метод синхронизации реализован на основе детектора битовых ошибок, построенного на свойствах М-последовательности [8, 10].

Примитивный полином с длиной линейного регистра сдвига m в поле $\mathbf{F}_2[x]$ имеет вид [8, 11]

$$g(x) = 1 + c_1 x + c_2 x^2 + \cdots + c_m x^m, \tag{1}$$

где коэффициенты $c_m \in \{0, 1\}$ определяют связи в линейном регистре сдвига с обратной связью. При этом максимальный период М-последовательности равен $M = 2^m - 1$ [8, 11].

Обозначим М-последовательность длины $N \geq m + 1$ на выходе демодулятора, как

$$r = \{r_1, r_2, \dots, r_N\} \in \{0, 1\}^N. \tag{2}$$

Принцип работы детектора основан на вычислении синдрома ошибок на каждом шаге $i \in \{m + 1, \dots, N\}$ через проверку выполнения линейного рекуррентного соотношения [8, 11]:

$$s_i = r_i \oplus c_1 r_{i-1} \oplus c_2 r_{i-2} \oplus \ldots \oplus c_m r_{i-m}\,. \quad (3)$$

Рекуррентное соотношение выполняется на шаге i при синдроме $s_i = 0$, если синдром $s_i = 1$, то на шаге i нарушена линейная структура и символ является ошибочным.

Общее количество ошибок в принятой М-последовательности определяется суммой ненулевых синдромов

$$\mathrm{S} = \sum_{i=m+1}^{N} s_i \in \mathbb{Z}_{\geq 0} \quad (4)$$

Сумма коэффициентов c_m определяет вес Хэмминга полинома $g(x)$:

$$\alpha = \sum_{i=1}^{m} c_i. \quad (5)$$

Ошибка в бите r_j, где $j \in \{m+1, \ldots, N\}$ порождает ненулевые синдромы на позициях $j, c_1(j+1), c_2(j+2), \ldots, c_m(j+m)$.

Оценка доли битов, в которых произошли ошибки, с учетом того, что каждая ошибка порождает не более α ненулевых синдромов, представляет собой вероятность битовой ошибки и определяется как

$$P_{\text{ош}} \cong \frac{\mathrm{S}}{\alpha(N-m)}. \quad (6)$$

Особенность данного детектора заключается в том, что при большом числе ошибок он занижает оценку вероятности битовых ошибок $P_{\text{ош}}$, что необходимо учитывать при практических расчетах и использовать калибровочную характеристику детектора.

Расчет отношения сигнал-шум

В современных цифровых системах связи одним из ключевых параметров, определяющих качество передачи и приема информации, является отношение сигнал-шум q. Данный показатель позволяет провести количественную оценку эффективности работы системы связи. В случае применения BPSK модуляции оценка отношения сигнал-шум может быть получена на основе принятого сигнала. Данный подход особенно применим в условиях, когда прямой доступ к мощности сигнала и шума затруднен.

Сигнал на входе декодера, а в случае SISO на входе демодулятора (рис. 3) имеет вид

$$r(t) = v(t) + n(t). \quad (7)$$

Здесь $v(t) = \{v_1, v_2, \ldots, v_N\}$, где каждый символ $v_k \in \{+A_k, -A_k\}$, A_k – амплитуда $k-$го символа, $n(t)$ – гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией σ^2.

Каждый символ сигнала представлен действительной Re и мнимой Im составляющими:

$$v_k = Re\{v_k\} + jIm\{v_k\} = v_k^{Re} + jv_k^{Im}, \quad (8)$$

где $k = 1,2, \ldots, N$.

При BPSK модуляции символы сигнала классифицируются по знаку действительной составляющей:

$$\mathbf{V}_+ = \{v_k^{Re} | v_k^{Re} \geq 0\} \text{ – символы, ожидаемые как «+1»,} \quad (9)$$
$$\mathbf{V}_- = \{v_k^{Re} | v_k^{Re} < 0\} \text{ – символы, ожидаемые как «–1».}$$

Нулевой порог классификации не учитывает ошибочные символы, поэтому в соответствии с позициями синдромов из действительной составляющей v_k^{Re} сигнала $r(t)$ формируется вектор ошибок:

$$\mathbf{E} = \{e_i | s_i = 1, i = 1,2, \ldots, N\}, \quad (10)$$

где e_i – ошибочный символ.

Ошибочные символы сортируются по знаку на положительную $\mathbf{E}_+$ и отрицательную $\mathbf{E}_-$ группы:

$$\begin{aligned}\mathbf{E}_+ &= \{e_i \,|e_i \geq 0\},\\ \mathbf{E}_- &= \{e_i \,|e_i < 0\}\,.\end{aligned} \tag{11}$$

На основе вероятности битовой ошибки $P_{\text{ош}}$ и калибровочной характеристики детектора определяется значение коэффициента $h \leq \alpha$.

Количество символов, необходимых для коррекции, вычисляется следующим образом

$$\begin{aligned}N_{e+} &= \frac{|\mathbf{E}_+|}{h},\\ N_{e-} &= \frac{|\mathbf{E}_-|}{h},\end{aligned} \tag{12}$$

где $|\mathbf{E}_+|$ и $|\mathbf{E}_-|$ – мощности множеств положительных и отрицательных ошибочных символов соответственно.

Из отсортированных по возрастанию групп $\mathbf{E}_+$ и $\mathbf{E}_-$ выбирается по N_{e+} и N_{e-} символов, начиная с середины векторов

$$\begin{aligned}\mathbf{E}_{+h} &= \left\{e_i \in \mathbf{E}_+ | i \in \left[\frac{|\mathbf{E}_+|}{2} - \frac{N_{e+}}{2}, \frac{|\mathbf{E}_+|}{2} + \frac{N_{e+}}{2}\right]\right\},\\ \mathbf{E}_{-h} &= \left\{e_i \in \mathbf{E}_- | i \in \left[\frac{|\mathbf{E}_-|}{2} - \frac{N_{e-}}{2}, \frac{|\mathbf{E}_-|}{2} + \frac{N_{e-}}{2}\right]\right\}.\end{aligned} \tag{13}$$

Выбор начиная с середины вектора обусловлен статистическими соображениями. Медиана при нормальном распределении близка к среднему значению, что минимизирует влияние крайних значений и обеспечивает более точную оценку.

После удаления из групп $\mathbf{V}_+$ и $\mathbf{V}_-$ символов $\mathbf{E}_{+h}$ и $\mathbf{E}_{-h}$ соответственно, выполняется корректировка

$$\begin{aligned}\mathbf{V}'_+ &= \mathbf{V}_+ \cup \mathbf{E}_{-h},\\ \mathbf{V}'_- &= \mathbf{V}_- \cup \mathbf{E}_{+h}.\end{aligned} \tag{14}$$

Средние значения групп вычисляются по следующим выражениям

$$\begin{aligned}\mu_+ &= \frac{1}{|\mathbf{V}'_+|}\sum_{n=1}^{|\mathbf{V}'_+|} v_{n+}^{Re\prime},\\ \mu_- &= \frac{1}{|\mathbf{V}'_-|}\sum_{n=1}^{|\mathbf{V}'_-|} v_{n-}^{Re\prime},\end{aligned} \tag{15}$$

где $|\mathbf{V}'_+|$ и $|\mathbf{V}'_-|$ – количество элементов в скорректированных положительной и отрицательной группах соответственно, а $v_{n+}^{Re\prime}$ и $v_{n-}^{Re\prime}$ – n-ый элемент скорректированных положительной и отрицательной групп соответственно.

Дисперсия групп определяется как

$$\begin{aligned}\sigma_+^2 &= \frac{1}{|\mathbf{V}'_+|}\sum_{n=1}^{|\mathbf{V}'_+|}(v_{n+}^{Re\prime} - \mu_+)^2,\\ \sigma_-^2 &= \frac{1}{|\mathbf{V}'_-|}\sum_{n=1}^{|\mathbf{V}'_-|}(v_{n-}^{Re\prime} - \mu_-)^2.\end{aligned} \tag{16}$$

Отношение сигнал-шум по мощности рассчитывается на основе полученных характеристик в (15) и (16)

$$q = \frac{q_+ + q_-}{2} = \frac{1}{2}\left(\frac{\mu_+^2}{\sigma_+^2} + \frac{\mu_-^2}{\sigma_-^2}\right). \tag{17}$$

Предложенный метод расчета отношения сигнал-шум позволяет оценить качество сигнала через анализ принятой последовательности, учитывая все преобразования, которым сигнал подвергается в процессе передачи и приема. Такой подход отличается от прямых измерений на входе приемника, где оценивается только исходное отношение сигнал-шум до обработки.

Вероятность битовой ошибки на символ при BPSK в канале с гауссовским шумом рассчитывается согласно следующему выражению [3]

$$P_{\text{ош теор}} = Q(\sqrt{q}), \tag{18}$$

где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du = \frac{1}{2} \times erfc\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$ – гауссовский интеграл ошибок.

Тестирование разработанного экспериментального стенда в режиме SISO

Тестирование разработанного стенда для исследований MIMO систем связи проводится в базовом режиме – Single-Input and Single-Output (SISO). Аппаратные радиомодули USRP X300 размещены в лаборатории на расстоянии 6,5 метров друг от друга в условиях прямой видимости. В USRP X300 используются антенны с коэффициентом усиления 3 дБ. И передающая, и приемная антенны расположены вертикально относительно горизонтальной плоскости. Заданная несущая частота 1,2 ГГц позволяет избежать негативного влияния источников помех, таких как точки доступа Wi-Fi, устройства Bluetooth и другие беспроводные системы, функционирующие в иных частотных диапазонах. Основным критерием эффективности системы служит вероятность битовой ошибки $P_{\text{ош}}$. Оценка устойчивости и работоспособности системы связи проводится по двум сценариям.

Первый сценарий представляет собой стационарные испытания, проводимые в лабораторных условиях при полном отсутствии движения людей. При данных условиях измеренное отношение сигнал-шум составляет $q \approx 16{,}05$ дБ, что теоретически соответствует вероятности битовой ошибки $P_{\text{ош теор}} \approx 11{,}09 \times 10^{-11}$. Фактически измеренное детектором значение $P_{\text{ош}} = 0$ демонстрирует корректную работу системы связи без ошибок. Однако следует учитывать, что объема выборки равного $N = 7{,}5 \times 10^6$ недостаточно для достоверной оценки вероятности битовой ошибки такого порядка. При увеличении объема выборки возможно появления ошибок, что приведет к снижению измеренного отношения сигнал-шум и, соответственно, к увеличению как теоретической, так и экспериментальной вероятностей битовых ошибок.

Второй сценарий направлен на оценку устойчивости системы к негативным внешним воздействиям, таким как многолучевое распространение сигнала, его затухание при передаче, а также динамические изменения параметров канала связи, обусловленные перемещением людей в лаборатории. Влияние указанных факторов существенно сказывается на качестве передачи данных. Измеренное отношение сигнал-шум составляет $q \approx 2{,}81$ дБ, при этом теоретическая вероятность битовой ошибки равна $P_{\text{ош теор}} \approx 0{,}084$. Экспериментальное значение, измеренное детектором, составляет $P_{\text{ош}} \approx 0{,}074$. Наблюдаемое расхождение между теоретическим и экспериментальным значениями вероятности битовой ошибки обусловлено упомянутой ранее особенностью детектора.

В рамках обоих сценариев проанализировано влияние пространственного расположения антенн на качество радиосвязи. Протестированы все возможные геометрические конфигурации взаимного расположения антенн. Экспериментально установлено, что максимальная стабильность канала связи и наилучшее качество связи достигаются при взаимном наклоне передающей и приемной антенн на $45°$ относительно горизонтальной плоскости. При таком оптимальном расположении антенн влияние негативных факторов, связанных с динамическими изменениями канала связи, сводится к минимуму. При этом качество связи в первом сценарии остается на том же уровне, а во втором сценарии – становится сопоставимым с уровнем первого сценария, что позволяет обеспечить надежную работу стенда в условиях внешних помех.

Заключение

Предложенная структура стенда для исследований MIMO систем связи на базе аппаратно-программируемого радиомодуля USRP X300 обеспечивает полный цикл обработки сигнала. На основании полученных данных можно сделать вывод о том, что разработанный стенд успешно прошел тестирование и подтвердил свою работоспособность как в стационарных условиях, так и при наличии внешних воздействий. Оптимальное расположение антенн обеспечивает надежное качество связи не зависимо от внешней помеховой обстановки. Благодаря свой модульной архитектуре и возможности гибкой перенастройки, стенд становится универсальным и может быть адаптирован под решение широкого спектра исследовательских задач в области телекоммуникаций и радиотехники.

Таким образом, разработанный стенд для исследования MIMO систем связи представляет собой многофункциональный исследовательский комплекс, который открывает широкие возможности для проведения всесторонних исследований и тестирований различных схем многоканального и одноканального распространения радиосигнала.

Библиографический список

1. USRP Hardware Driver and USRP Manual: USRP X3x0 Series // Ettus Research: [сайт]. – 2026. – URL: https://files.ettus.com/manual/page_usrp_ x3x0.html

2. GNU Radio: [сайт]. − 2025. − URL: https://www.gnuradio.org/

3. Скляр, Б. Цифровая связь: Теоретические основы и практическое применение / пер. с англ. Е.Г. Грозы [и др.]; под ред. А.В. Назаренко, 2-е изд., испр. – Москва: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

4. Alamouti S.M. A simple transmit diversity technique for wireless communication / S.M. Alamouti // IEEE Journal on select areas in communications. − 1998.−Vol.16, № 8. − P. 1451-1458.

5. Бакулин, М. Г. Технология MIMO: принципы и алгоритмы / М.Г. Бакулин, Л.А. Варукина, В.Б. Крейнделин. – Москва: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с.: ил.

6. Титов А.А., Эффективность MIMO модема передачи навигационных поправок с укороченной антенной / А.А. Титов // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2025 [текст]: сб. тр. VIII междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1. / под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2025. – С. 135-140.

7. Титов, А.А. Эффективность применения укороченной антенны в MIMO системе передачи навигационных поправок / А.А. Титов // Сборник материалов XXIX Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов «Новые информационные технологии в научных исследованиях» НИТ-2024 Рязанского государственного радиотехнического университета имени В.Ф. Уткина, 2024.− С. 161-162.

8. Прокис, Дж. Цифровая связь / пер. с англ. Д.Д. Кловского, Б.И. Николаева; под ред. Д.Д. Кловского. – Москва: Радио и связь, 2000. 800 с.

9. Floyd M. Gardner, Interpolation in Digital Modems – Part I: Fundamentals / Floyd M. Gardner // IEEE Transactions on Communications. – 1993. – Vol. 41, № 3. – P. 501-507.

10. Тепляков, И.М. Радиолинии космических систем передачи информации: учеб. пособие для радиотехн. специальностей вузов / И.М. Тепляков, И.Д. Калашников, Б.В. Рощин; под ред. И.М. Теплякова. – Москва: Советское радио, 1975. – 399 с.

11. Zierler, N. Linear Recurring Sequences / N. Zierler // Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics. – 1959. –Vol. 7, № 1. – P. 31-48

УДК 621.396; ГРНТИ 47.01

ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

П.С. Остапенков
Национальный исследовательский университет «МЭИ»,
Российская Федерация, Москва, OstapenkovPS@mpei.ru

Аннотация. В статье рассматриваются цифровые методы формирования широкополосных хаотических сигналов. Частным случаем хаотических сигналов являются прямохаотические сигналы, которые могут применяться в сравнительно низкочастотных системах от нескольких десятков кГц до единиц МГц. К этому направлению относятся системы гидроакустической связи, ультразвуковой дефектоскопии, медицинского назначения и др. Одним из способов реализации цифровых генераторов хаотических сигналов является расчет нелинейных динамических систем с последующей передачей сформированных сигналов на ЦАП, усилитель. В статье описываются особенности реализации генераторов хаотических сигналов на основе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС).
Ключевые слова: хаотические сигналы, прямохаотические сигналы, широкополосные сигналы, нелинейные динамические системы, программируемые логические интегральные схемы.

DIGITAL METHODS OF FORMING ULTRAWIDEBAND CHAOTIC SIGNALS

P.S. Ostapenkov
National Research University “MPEI”,
Russia, Moscow, OstapenkovPS@mpei.ru

The summary. The article discusses digital methods for generating broadband chaotic signals. A special case of chaotic signals is direct-chaotic signals. Those signals are used in relatively low-frequency systems, from several tens of kHz up to several MHz. Those signals are used in hydro acoustic communication systems, ultrasonic error detection, medical systems and etc. One of the ways to implement digital generators of chaotic signals is calculating nonlinear dynamic system via digital methods. The output digital signals enter to a DAC, amplifier. The article describes different ways of implementation of chaotic signal generators based on Field Programmable Gate Arrays (FPGA).
Keywords: chaotic signals, directchaotic signals, broadband signals, nonlinear dynamic systems, field programmable gate array, FPGA.

Системы гидроакустической связи, гидролокации, ультразвуковой дефектоскопии и другие, использующие широкополосные сигналы, имеют ряд преимуществ по сравнению с узкополосными [1]. В качестве синхросигналов или информационных сигналов в широкополосных системах возможно использовать различные виды сигналов [2], шумоподобные хаотические являются одними из новых видов сигналов.

Широкополосные хаотические сигналы (ШПХС) обладают уникальными свойствами, отличающими их от хорошо изученных и применяемых на практике в гидроакустических системах широкополосных ЛЧМ или ФКМ сигналов. Применение ШПХС в системах гидроакустической связи позволяет бороться с интерферометрическими искажениями, многолучевостью, замираниями, а также ШПХС обладают высокой помехоустойчивостью, информационной емкостью и рядом других уникальных свойств.

В статье описывается решение задачи формирования цифровыми методами прямохаотических сигналов для низкочастотного диапазона, в пределах от нескольких десятков кГц до единиц МГц, для системы гироакустической связи. В качестве средства реализации генератора ШПХС используются программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС).

Частным случаем хаотических сигналов являются прямохаотические сигналы, которые формируются на частотах излучения и не требуют переноса на более высокие частотные диапазоны. Формировать прямохаотические сигналы можно цифровыми средствами на ос-

нове процессоров, микроконтроллеров или ПЛИС. С выхода цифрового устройства формирования ШПХС передаются на цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), усилитель и далее в излучающую антенну.

Одним из способов формирования хаотических сигналов является расчет уравнений нелинейной динамической системы.

Количество дифференциальных уравнений динамической системы может быть разным, поэтому для расчета могут потребоваться значительные вычислительные ресурсы.

Сложности расчета нелинейных динамических систем цифровыми схемами связаны с рядом ограничений, такими как: высокая чувствительность к начальным условиям, формату представления чисел, используемой разрядности, выбору периода дискретизации и т.д. Эти параметры следует учитывать при подборе методов и средств реализации генераторов хаотических сигналов [3].

Реализация расчета динамической системы на ПЛИС позволяет распараллеливать вычисления при реализации алгоритма, увеличивая скорость формирования сигналов на выходе и формировать сигналы для гидроакустических систем связи в «реальном времени».

Рассмотрим в качестве примера одну из динамических систем. В качестве примере реализации, рассмотрим блок-схему проекта на ПЛИС динамической системы Лоренца, представленную на рисунке 1.

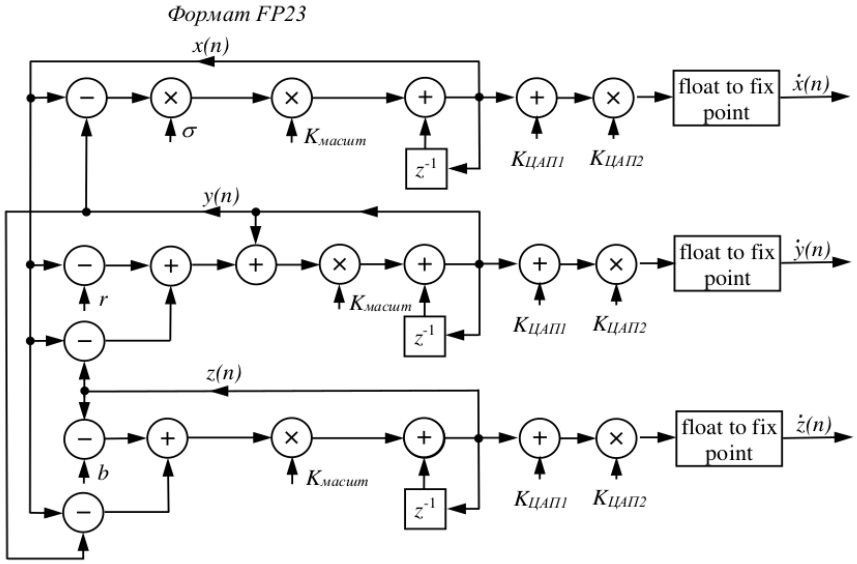


Рис. 1. Структурная схема реализации динамической системы на ПЛИС

При реализации цифровых генераторов хаотических сигналов следует внимательно подходить к вопросу выбору формата представления чисел. Чувствительность динамических систем и систематические погрешностям реализации алгоритма приводят к необходимости использовать при расчете числа с высокой разрядностью: для чисел с фиксированной точкой – 32 разряда и выше, или использовать форматы с плавающей точкой.

В проекте ПЛИС при выборе формата с фиксированной точкой высокой разрядности используется значительное количество аппаратных средств цифровой обработки сигналов DSP48E.

Выбор формата с плавающей точкой, например, FP23, требует большего времени для формирования выходных сигналов, в тоже время сокращается количество используемых аппаратных средств DSP48E, но усложняется реализация таких программных элементов, как сумматоры, перемножители и пр.

При формировании проекта генератора использовался язык VHDL. Проектирование генераторов хаотических сигналов для разных динамических систем осуществлялось на

ПЛИС компании «Xilinx» XC7Z020CLG400-1 в САПР Vivado, в проекте использовалось представление чисел в формате с плавающей точкой FP23 (формат представления: разряд знака числа, 6 разрядов – порядок числа, 16 разрядов – мантисса).

Проверка генератора проводилась на базе отладочных плат «Xilinx» и Analog Device с ЦАП AD5686R.

Осциллограммы сформированных хаотических сигналов по координатам *y(t), x(t)* показаны на рисунке 2. Верхняя осциллограмма хаотического сигнала соответствует координате *y(t)*, нижняя *x(t)*. Прямохаотические сигналы снимались с выхода ЦАП.

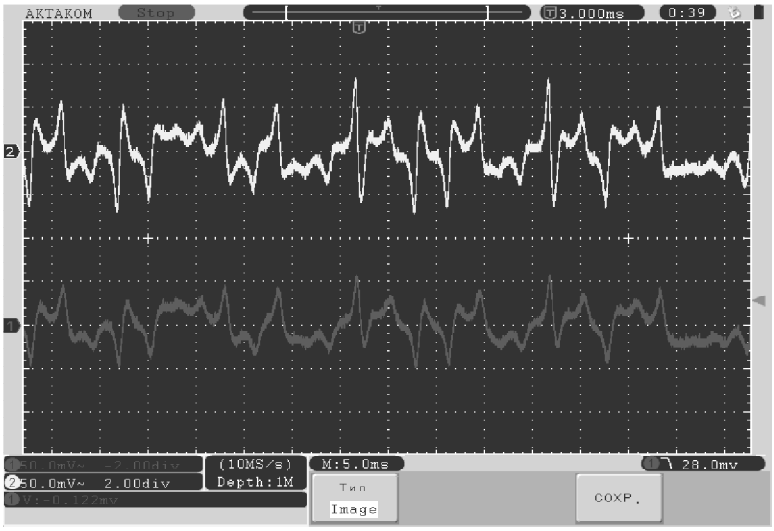


Рис. 2. Осциллограмма реализации хаотических сигналов.
(верхний график соответствует координате *y(t)*, нижний *x(t)*)

Расчет системы уравнений в проекте для ПЛИС осуществлялся методом Эйлера.

Подходы по организации блокового построения алгоритма с плавающей точкой FP23, позволяют осуществлять поиск решений для систем, в том числе, большей размерности со схожими задержками.

Минимизация задержек формирования выходных данных достигается за счет распараллеливания операций внутри ПЛИС и применения конвейерной обработки. Максимальная задержка формирования выходного сигнала будет определять по уравнению, содержащему наибольшее количество математических операций (преимущественно умножения, деления).

Предложенные в докладе подходы могут быть использованы при реализации относительно низкочастотных генераторов прямохаотических сигналов или сигналов на их основе для гидроакустических систем, ультразвуковых систем дефектоскопии или ультразвуковых систем медицинского назначения.

Библиографический список

1. Bai, Long and Velichko, Alexander and Drinkwater, Bruce W. Ultrasonic defect characterization - Use of amplitude, phase, and frequency information / The Journal of the Acoustical Society of America, Vol.143, N.1, 2018. P.349-360. URL: https://doi.org/10.1121/1.5021246

2. Лемешко Н., Горелкин М., Струнин П. Исследование аттрактора Лоренца для формирования псевдослучайных битовых последовательностей и экспериментальное исследование его свойств. Компоненты и технологии, №2, 2022. С.95-107.

3. Остапенков П.С., Соловьев Е.Д. и др. Реализация блока формирования сигналов на основе динамической системы Лоренца на программируемых логических интегральных схемах / Электронный журнал «Журнал радиоэлектроники», №12, 2022. URL: https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.12.10

УДК 621.375.4, ГРНТИ 47.41.33

ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА D

Е.А. Казаков, А.Ю. Гусев
Национальный исследовательский университет «МЭИ»,
Российская Федерация, Москва, KazakovYevA@mpei.ru,
Российская Федерация, Москва, GusevAIYur@mpei.ru

Аннотация. Ключевые усилители мощности, в частности усилители класса D, активно применяются в гидроакустических системах, аудиотехнике, геофизике и др. В работе описываются особенности моделирования усилителей D класса с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) для передатчиков широкополосных гидроакустических систем связи. Рассмотрена модель двухтактного усилителя класса D в системе автоматизированного проектирования (САПР) LTspice. Приводится детальное описание модели, которая может быть использована при разработке элементов тракта усиления передатчиков систем гидроакустической связи.
Ключевые слова: усилители класса D, ключевые усилители, схемотехническое моделирование, SPICE-модели.

MODELING CONSIDERATIONS FOR BROADBAND CLASS D AMPLIFIERS

E.A. Kazakov, A.Y. Gusev
National Research University “MPEI”,
Russia, Moscow, KazakovYevA@mpei.ru,
Russia, Moscow, GusevAIYur@mpei.ru

The summary. Switching power amplifiers, particularly Class D amplifiers, are widely used in hydroacoustic systems, audio equipment, geophysics, and other fields. This work details the modeling specifics of Class D amplifiers with pulse-width modulation (PWM) for transmitters of broadband hydroacoustic communication systems. A push-pull Class D amplifier model is presented using the LTspice computer-aided design (CAD) system. The provided description of the modeling process and its key features can be used for creation elements of transmitter parts of hydroacoustic communication systems.
Keywords: D class amplifiers, switching power amplifiers, electrical circuits modeling, SPICE-models.

Различные типы усилительных устройств подразделяются на классы по режиму работы активного элемента A B C D E и т. д. [1]. Однако, с класса D и далее реализуется принципиально другой метод усиления сигнала. Режим класса D, или ключевой режим, характеризуется функционированием активного элемента в двух устойчивых состояниях: насыщения и отсечки. Такой режим принципиально отличается от линейного усиления тем, что транзистор не используется в качестве управляемого резистора, а выполняет функцию коммутатора тока или напряжения. Достоинством ключевых усилителей мощности является высокий КПД до 95% и компактные размеры по сравнению с усилителями других классов аналогичной мощности [2].

В качестве активных элементов ключевых усилителей могут использоваться полевые или биполярные транзисторы, Полевые транзисторы обладают рядом преимуществ для подобных приложений. МОП-транзисторы в отличие от биполярных обладают лучшим быстродействием, температурной стабильностью, более низким сопротивлением в открытом состоянии. Также кроме МОП-транзисторов на основе кремния (Si) активно применяются полевые транзисторы на основе карбида кремния (SiC) и нитрида-галлия (GaN), SiC транзисторы чаще применяются в высоковольтных системах с напряжениями 600 В и выше, ввиду более высокой теплопроводности и температурной стабильности. GaN транзисторы наиболее предпочтительны для высокочастотных приложений из-зы их низкого заряда затвора и входной емкости.

Несмотря на относительную простоту схемотехнической реализации, на вход ключевого усилителя необходимо подавать импульсный сигнал. Активный элемент усилителя име-

ет либо максимальное падение напряжения равное напряжению питания, либо нулевое (т. е. находится в открытом состоянии), поэтому информационная составляющая усиливаемого сигнала должна быть заключена в длительности импульсов входного сигнала.

При усилении информационного сигнала гидроакустической системы связи необходимо учитывать частоту и полосу, как информационного широкополосного сигнала, так и частоту модуляции ШИМ [3]. Для решения этой задачи используется ключевые усилители класса D и цифровые ШИМ модуляторы.

ШИМ-модулятор и транзисторы необходимо согласовать по токам и напряжениям. Современные ШИМ-модуляторы, выполняемые на базе ПЛИС или микроконтроллеров напрямую не способны вырабатывать на своих цифровых выходах напряжения достаточные для открывания мощных полевых транзисторов. Для согласования уровней токов и напряжений между входным сигналом усилителя и усилительными элементами устанавливаются драйверы. Помимо согласующей функций драйверы также реализуют механизмы для эффективного управления транзистором, его открытия и закрытия.

С использованием современных САПР процесс проектирования подобных устройств значительно упрощается. Построение компьютерной модели позволяет оценить быстродействие элементов усилителя, коммутационные потери, частотные характеристики выходных цепей и другие необходимые параметры.

Моделирование транзисторов

Стандартом для моделирования электрических и электронных компонентов уже долгое время являются SPICE-симуляторы (англ. Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), такие как LTspice, ADS, TINA TI, Qucs и др. Пользуясь форматом SPICE, который является стандартом для схемотехнического проектирования, производители транзисторов предоставляют SPICE-модели своих изделий и документацию к этим моделям.

Документация к моделям также важна, поскольку при моделировании МОП-транзисторов в SPICE могут использоваться модели различных уровней. От первого уровня на основе уравнений Шихмана-Ходжеса, до моделей BSIM (англ. Berkeley Short-Channel IGFET Model) 3 и 4 уровней [4,5]. Производитель также может дополнять и изменять соотношения и константы модели, а также изменять и добавлять уровни моделирования.

Моделирование драйверов

Производители транзисторов зачастую предоставляют документацию на целую линейку изделий. К некоторому количеству выпускаемых транзисторов, как правило, прилагается указание на наименования совместимых драйверов того же производителя или характеристики драйвера необходимые для обеспечения рабочих токов и напряжений транзистора.

Драйверы являются сложными комплексными устройствами, состоящими в свою очередь из транзисторов, компараторов, оптоэлектронных компонентов и пр. В отличие от моделирования транзисторов, где физические принципы и технология остаются неизменными, устройство и компоненты драйвера будут отличаться в зависимости от типа управляемого транзистора, Si, SiC, GaN, и его напряжения сток-исток, реализуемых в драйвере схем гальванической развязки и схем защиты, если они предусмотрены.

В отличие от транзисторов, SPICE моделей драйверов доступно меньше, из-за их (драйверов) сложности. При моделировании схем с использованием драйверов МОП-транзисторов подбирают наиболее подходящий из тех, для которых производитель разработал SPICE-модель. Однако, часто макромодели драйверов являются закрытыми от пользователя, как в LTspice или PSpice.

Моделирование усилителя класса D

Приведем пример моделирования ключевого усилителя в САПР. На рисунке 1 показана модель усилителя класса D, выполненного по полумостовой схеме в САПР LTspice. Модель включает в себя макромодель драйвера LTC4444 (U1) из стандартной библиотеки LTspice, модель кремниевого МОП-транзистора IRF6775 (M1, M2) с допустимым напряжением сток-исток 150 В, использующих расширенную модель Шихмана-Ходжеса (SPICE Level 1). К средней точке полумоста подключен выходной фильтр третьего порядка (элементы L1, L2, C2) и активная нагрузка R3 100 Ом. Напряжение питания +VPP составляет 48 В, а напряжение питания драйвера VCC 10 В.

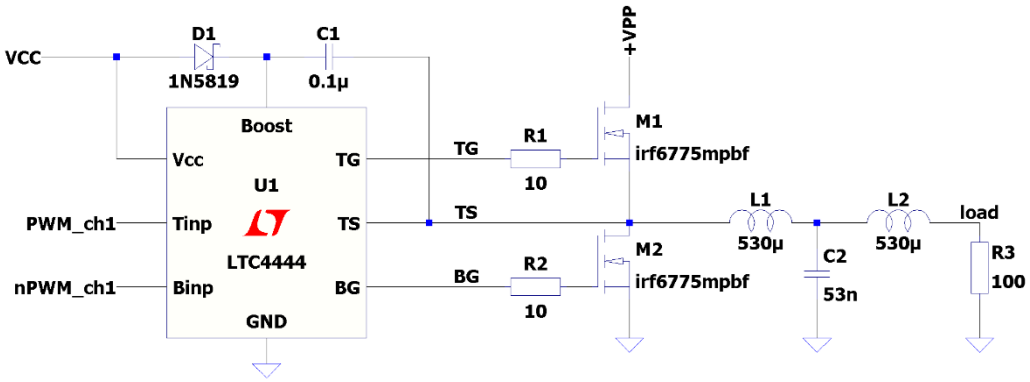


Рис. 1. Модель двухтактного усилителя класса D в LTspice

На вход модели на рисунке 1 подается ЛЧМ сигнал с центральной частотой 20 кГц и полосой 10 кГц. Данный сигнал модулируется ШИМ с частотой 200 кГц, что обеспечивает запас по частоте ШИМ в 8 раз.

Осциллограммы на рисунке 2 иллюстрируют работу драйвера. На вход драйвера подуются прямой и инверсный ШИМ сигналы pwm_ch1 и npwm_ch1. Между входными ШИМ сигналами вводится мертвое время 10 нс. На выходе драйвера мертвое время составляет порядка 100 нс.

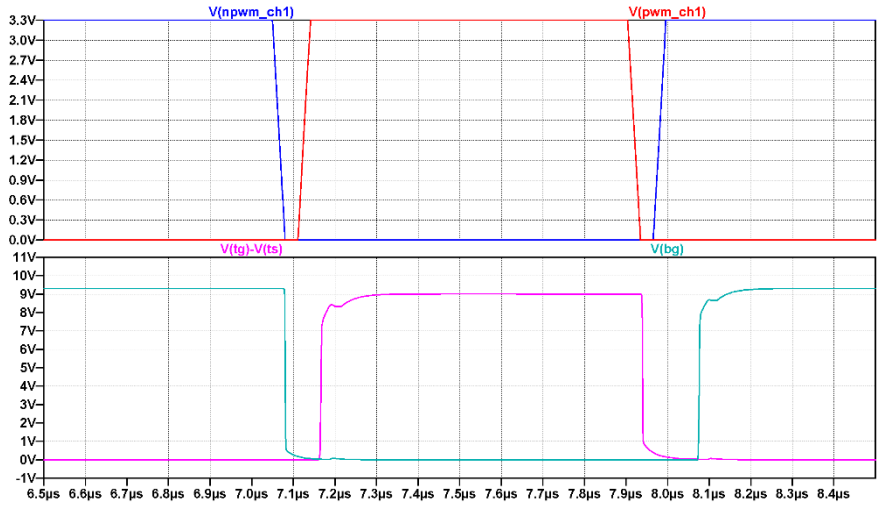


Рис. 2. Введение мертвого времени драйвером LTC4444. Верхний график — ШИМ сигналы pwm_ch1 npwm_ch1. Нижний график — выходные сигналы драйвера V(TS)-V(TG) и V(BG)

Макромодель драйвера LTC4444 также учитывает и переходные процессы в цепях драйвера. При подаче на вход драйвера ШИМ сигналов с длительность фронтов 20 нс, на выходе драйвера длительность переходных по уровням 0.1 и 0.9 процессов составляют 50 нс.

На рисунке 3 показана работа выходной фильтрующей цепи. Фильтр третьего порядка обеспечивает подавление спектральных составляющих вне полосы усиливаемого ЛЧМ сигнала на уровне -50 дБ на частоте ШИМ 200 кГц.

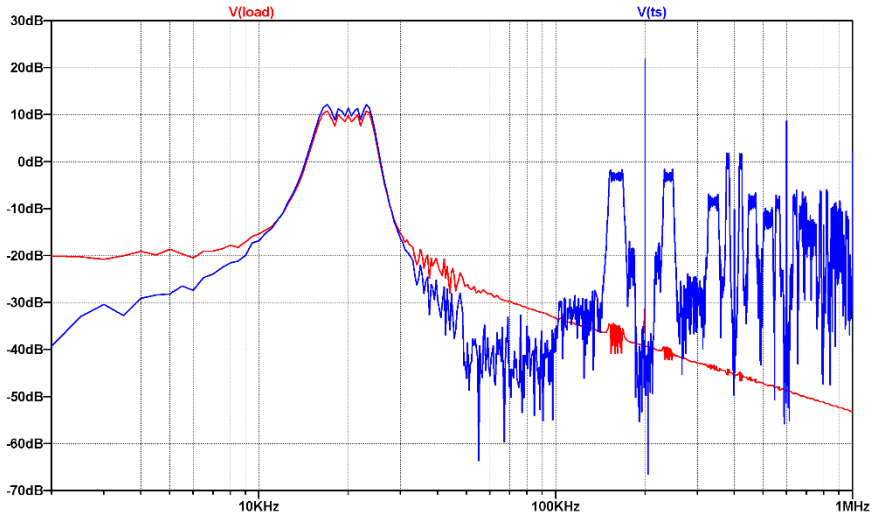


Рис. 3. Многолучевое распространение сигналов при радиосвязи

Рассмотренная модель усилителя D класса обеспечивает усиление широкополосного сигнала с фильтрацией побочных спектральных составляющих выходного сигнала, при этом учитывается мертвое время при переключении МОП-транзисторов и быстродействие их драйвера. Описанная модель может быть улучшена добавлением схем управления затворами для ускорения зарядки-разрядки входной емкости транзисторов или добавлением обратной связи с ШИМ-модулятором для устранения ошибок модуляции.

Библиографический список

1. Grebennikov A., Franco M. J. Switchmode RF and microwave power amplifiers. – Academic Press, 2021.

2. Mei S. et al. The class D audio power amplifier: A review // Electronics. T. 11, No. 19, 2022, pp. 3244.

3. Казаков Е.А., Остапенков П.С. и др. Оценка моделей полевых транзисторов для широкополосных усилителей класса D // Журнал «Вестник Донецкого национального университета. Серия Г: Технические науки». №4, 2024. С.35-46.

4. Ralf S. et al., A Circuit Designer's Perspective to MOSFET Behaviour: Common Questions and Practical Insights *Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal*, Vol. 8, No. 4, 2023, pp. 41–59.

5. Chauhan Y. S. et al. BSIM—Industry standard compact MOSFET models //2012 Proceedings of the European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC). – IEEE, 2012. – С. 46-49.

УДК 621.396.61; ГРНТИ 47.47

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ РАДИОПЕРЕДАТЧИКА УНИВЕРСИТЕТСКОГО НАНОСПУТНИКА

Е.В. Васильев, М.Д. Андриянова, В.Д. Колкунова
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, ua3smm@mail.ru

Аннотация. В работе рассматриваются вопросы построения и оценки адекватности схемотехнической модели радиопередающего устройства, использовавшегося в составе научной аппаратуры университетских спутников РГРТУ «Циолковский-Рязань 1» и «Циолковский-Рязань 2». Цель создания схемотехнической модели радиопередатчика – выявить основные источники появления нежелательных спектральных составляющих в его выходном колебании. Это позволит в дальнейшем, в ходе совершенствования бортовой радиопередающей аппаратуры, принять меры к повышению чистоты спектра выходного колебания радиопередатчиков подобного типа и тем самым обеспечить выполнение требований по электромагнитной совместимости на борту проектируемых наноспутников.
Ключевые слова: цифровое радиопередающее устройство, синтезатор частоты, прямой цифровой синтез, фазовая автоподстройка частоты, балансный смеситель, супергетеродинная схема, наноспутник.

SIMULATION OF THE OPERATION OF A UNIVERSITY NANOSATELLITE RADIO TRANSMITTER

E.V. Vasiljev, M.D. Andrianova , V.D. Kolkunova
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, ua3smm@mail.ru

The summary. The paper considers the issues of constructing and evaluating the adequacy of a circuit model of a radio transmission device used as part of the scientific equipment of the Tsiolkovsky-Ryazan 1 and Tsiolkovsky-Ryazan 2 university satellites. The purpose of creating a circuit model of a radio transmitter is to identify the main sources of undesirable spectral components in its output oscillation. This will make it possible in the future, during the improvement of on-board radio transmission equipment, to take measures to increase the purity of the spectrum of the output oscillation of radio transmitters of this type and thereby ensure compliance with the requirements for electromagnetic compatibility on board the projected nanosatellites.
Keywords: digital radio transmission device, frequency synthesizer, direct digital synthesis, phase-locked loop, balanced mixer, superheterodyne circuit, nanosatellite.

Одной из главных проблем построения бортовой радиопередающей аппаратуры, в том числе предназначенной для применения в составе научной аппаратуры на борту наноспутников и других малых космических аппаратов, является выполнение требований по обеспечению электромагнитной совместимости. В настоящей работе рассматривается радиопередатчик, разработанный для применения в составе научной аппаратуры на борту университетских наноспутников РГРТУ «Циолковский-Рязань 1» и «Циолковский-Рязань 2» [1]. Радиопередатчик был спроектирован с целью формирования двух квадратурных колебаний в диапазоне 70 см (437 МГц) мощностью 0,2 Вт, с возможностью формирования специфических модулированных сигналов, необходимых для измерения параметров радиотелескопов Пущинской радиоастрономической обсерватории Физического института им. П.Н. Лебедева РАН. С целью достижения максимальной универсальности и возможности программного конфигурирования радиопередатчика, он был построен по супергетеродинной схеме (обсуждавшейся в работе [2]) с трактом промежуточной частоты, выполненном на основе синтезатора частоты прямого цифрового синтеза (DDS) и гетеродина, в качестве которого был применен ФАПЧ-синтезатор с встроенным на кристалл генератором, управляемым напряжением. Обобщенная структурная схема рассматриваемого радиопередатчика представлена на рисунке 1. Исходя из специфических требований, в качестве фильтра основной селекции радиопередатчика была применена пара узкополосных (резонансных) пьезокерамических антенн, что привело к необходимости выявить основные источники нежелательных спектраль-

ных составляющих в выходном (подводимом к антенне) колебании радиопередатчика [3] и разработать меры по их подавлению.

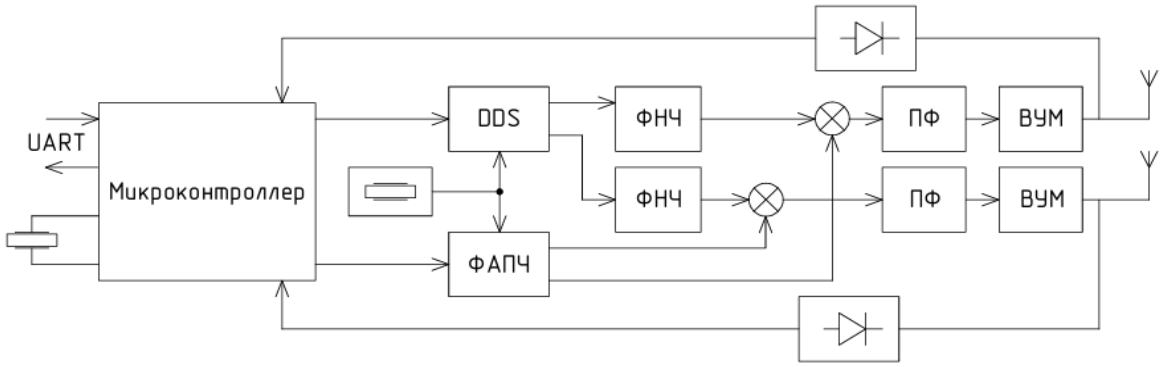


Рис. 1. Структурная схема бортового спутникового радиопередатчика

Целью настоящей работы является создание схемотехнической модели рассматриваемого радиопередатчика, которая позволила бы найти конкретный источник появления каждой из наиболее заметных паразитных спектральных составляющих, присутствующих в выходном колебании радиопередатчика. В дальнейшем, при модернизации данного радиопередатчика, это позволит получить более чистый выходной сигнал и, тем самым, выполнить требования по электромагнитной совместимости бортовой аппаратуры малых космических аппаратов.

Схемотехническая модель выполнена в пакете прикладных программ Micro-Cap 12 и состоит из следующих основных блоков (рисунок 2):

- синтезатора частоты прямого цифрового синтеза (DDS) – модель представляет из себя комбинацию АЦП и ЦАП, имитирующих 10-ти разрядный синтезатор, что соответствует микросхеме AD9958; блок вырабатывает сигнал с частотой 163 МГц при тактовой частоте 480 МГц, имеет дифференциальный выход;

- фильтра нижних частот (ФНЧ) Баттерворта с частотой среза 170 МГц, предназначенного для удаления паразитных образов сигнала, которые образуются на гармониках тактовой частоты синтезатора частоты прямого цифрового синтеза (DDS);

- блок, имитирующий работу синтезатора с ФАПЧ (гетеродина), в качестве которого была применена встроенная модель ГУН; блок вырабатывает частоту 274 МГц, и имеет дифференциальный выход;

- балансного смесителя, представляющего из себя ячейку Гилберта (схема четырёхквадрантного аналогового умножителя) – соответствует по внутренней структуре микросхеме LT5610;

- источника напряжения, управляемого формулой – выполняет роль выходного каскада усилителя передатчика, который вносит нелинейные искажения квадратичные и кубические, входным сигналом для этого источника является напряжение на выходе смесителя.

В разработанной схемотехнической модели учитываются следующие источники искажений сигнала и источники формирования паразитных спектральных составляющих:

- учтена ступенчатая форма сигнала, которая дает паразитные спектральные составляющие, так называемые образы сигнала вокруг гармоник тактовой частоты;

- учтена ограниченная разрядность ЦАП, составляющая 10 бит, что соответствует характеристикам микросхемы AD9958 и учитывает шумы квантования и нелинейность преобразования;

- учтено наличие паразитной частотной модуляции в синтезаторе с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ), следствием которой является генерация дискретных побочных спектральных составляющих, отстоящих от несущей на частоты, кратные частоте сравнения фазового детектора (в рассматриваемой реализации – 125 кГц);

- учтена несимметричность выхода синтезатора частоты с ФАПЧ, который используется в качестве гетеродина;

- учтен технологический разброс номиналов пассивных компонентов фильтра нижних частот (ФНЧ) Баттерворта с частотой среза 170 МГц, приводящий к неидентичности амплитудно-фазовых характеристик квадратурных каналов;

- учтен искусственно введённый дисбаланс плеч балансного смесителя, величина которого нормирована на уровне 1 %, что имитирует неидеальность его изготовления;

- учтена асимметрия выходных сигналов ЦАП синтезатора, моделирующая неидентичность квадратурных каналов на выходе цифро-аналогового преобразователя;

- учтена нелинейность выходного усилителя мощности, которая модулируется путем введения источника E1, заменяющего собой выходной усилитель мощности передатчика.

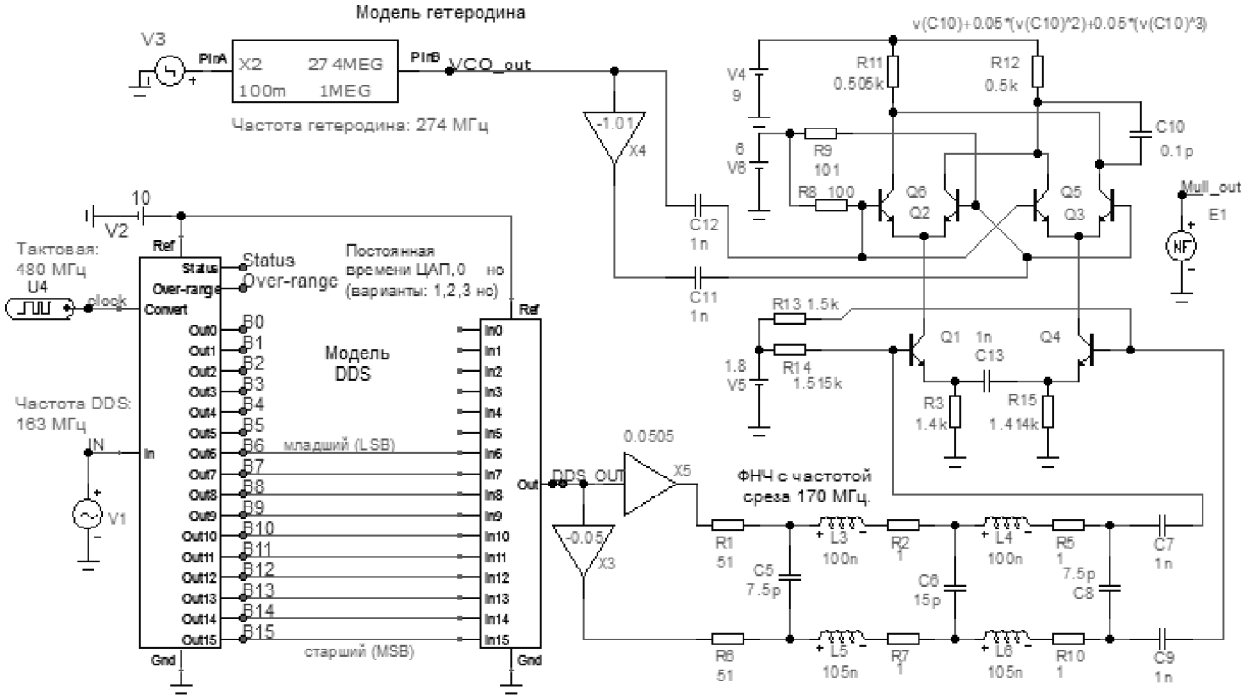


Рис. 2. Схемотехническая модель бортового спутникового радиопередатчика

Сопоставление результатов моделирования работы передатчика с использованием разработанной схемотехнической модели и спектра колебания реального образца такого радиопередатчика (приведенного в [3]) дает возможность сделать следующие выводы:

- в спектре выходного сигнала, снятого с разработанной схемотехнической модели, имеется основная частота 437 МГц, это подтверждает формирование полезного сигнала на заданной рабочей частоте с максимальной амплитудой, что соответствует штатному режиму работы активных элементов схемы;

- в спектре выходного сигнала, снятого с разработанной схемотехнической модели, имеется частота зеркального канала, равная 111 МГц;

- также в спектре выходного сигнала имеется промежуточная частота $f_{\text{пч}}$ равная 163 МГц (частота прямого цифрового синтезатора DDS), которая хорошо подавляется;

- в спектре выходного сигнала наблюдаются комбинационные составляющие, наиболее ярко выраженные на частотах 215 МГц, 52 МГц , 222 МГц , 333 МГц, определяющиеся формулой $\pm m \cdot f_{\text{пч}} \pm n \cdot f_{\text{г}}$, где $f_{\text{г}}$ – частота гетеродина, причиной появления таких побочных составляющих является намеренно внесенная несимметричность балансного смесителя, представляющего из себя ячейку Гилберта.

- анализ спектральной чистоты выходного сигнала также показал наличие нежелательной составляющей на частоте 274 МГц, данная паразитная компонента возникает вследствие недостаточной развязки или фильтрации опорного колебания гетеродинного тракта, в котором применён синтезатор частоты на основе ФАПЧ.

Таким образом, можно утверждать, что разработанная модель в целом является адекватной и позволяет выявить источники паразитных спектральных составляющих в выходном колебании исследуемого радиопередатчика. Это даст в дальнейшем возможность при разработке модернизированных вариантов рассматриваемого радиопередатчика принять меры к подавлению нежелательных спектральных составляющих и улучшению условий электромагнитной совместимости на борту малых космических аппаратов, в том числе университетских наноспутников.

«Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования РФ (FSSN-2025-0002) в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.»

Библиографический список

1. Васильев Е.В., Гусев С.И., Колесников С.В. Бортовая научная аппаратура малых космических аппаратов «Циолковский-Рязань» в задаче измерения реальной чувствительности наземных радиоастрономических систем // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXVII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов, том 1; Рязань: ИП Коняхин А.В. (Book Jet), 2022. С. 3-5.

2. Васильев Е.В. Радиопередатчики для исследования MIMO канала связи с беспилотным летательным аппаратом // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 54-1. С. 9-14.

3. Малинин И.Р., Васильев Е.В. Анализ нежелательных спектральных составляющих в выходном колебании радиопередатчика наноспутника // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2024 [текст]: сб. тр. VII ме-ждунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2024. С. 103-110.

УДК 004.023; ГРНТИ 47.01.77

ВЛИЯНИЕ ОТСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ ПРИ ОЦЕНКЕ АМПЛИТУДЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Г.О. Калыгин

Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, Россия, Владимир, gkalygin@yandex.ru

Аннотация. В работе рассматривается ошибка оценки амплитуды гармонических сигналов с учетом нестабильности тактового генератора или при сдвиге спектра сигнала вследствие эффекта Доплера. Оценка амплитуды выполняется по алгоритму частичных сумм преобразования Фурье. Приведены результаты моделирования для сигналов различных частот, определена область применения метода частичных сумм преобразования Фурье.

Ключевые слова: гармонический сигнал, амплитуда, дрейф частоты тактового генератора, доплеровский сдвиг частоты.

INFLUENCE OF FREQUENCY OFFSET WHEN ESTIMATING THE AMPLITUDE OF A HARMONIC SIGNAL

G.O. Kalygin

Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov, Russia, Vladimir, gkalygin@yandex.ru

Abstract. This paper examines the error in estimating the amplitude of harmonic signals, taking into account clock generator instability or signal spectrum shifts due to the Doppler effect. Amplitude estimation is performed using the partial sum Fourier transform algorithm. Simulation results

for signals of various frequencies are presented, and the scope of application of the partial sum Fourier transform method is defined.
Keywords: harmonic signal, amplitude, clock generator frequency drift, Doppler frequency shift.

Требования к параметрам радиотехнических устройств, таких как отношение сигнал/шум, динамический диапазон, динамический диапазон по интермодуляционным составляющим и т.п., определяются при подаче на вход устройства одного или нескольких синусоидальных сигналов. Нестабильность частоты тактового генератора вносит методическую погрешность определения параметров, в частности амплитуды сигнала. Нестабильность генератора является паспортным параметром генератора, при этом стоимость генераторов растет на 1 – 2 порядка и выше, при увеличении стабильности от 10^{-5} (кварцевый резонатор 10 ppm, цена порядка 10 – 20 руб.) до 10^{-7} (термокомпенсированный кварцевый генератор ±0,1-0,5 ppm, цена - от сотен рублей и выше).

Долгосрочная нестабильность частоты используемого генератора (дрейф) может быть оценена [1]. Если отклонение частоты $\Delta f_г$ известно, его можно учесть при оценке амплитуды.

Для оценки амплитуды гармонического сигнала используем метод частичных сумм преобразования Фурье (ЧСПФ) [2], который обеспечивает ошибку оценки амплитуды ΔA/A сигналов с частотой, некратных частоте дискретизации, порядка 10^{-5} – 10^{-6} (при отсутствии шумов) и линейный анализ ЧСПФ [3] для двух частот.

Для сигнала с амплитудой A и частотой f_c

$$s(nT) = A\sin(2\pi f_c nT + \phi_0), \quad (1)$$

где $T = 1/f_д$;

$f_д$ – частота дискретизации, линейно связанная с частотой тактового генератора $f_г$, отклонение $f_г$ на частоту $\Delta f_г$ приведет к сжатию (растяжению) оси времени, что эквивалентно изменению частоты сигнала;

f_c – частота в исходной оси времени.

Методика проведения эксперимента:

1. Формирование дискретного сигнала (1), $f_д = f_г$.
2. Задание сдвига частоты генератора $\Delta f_г$, расчет нестабильности $\Delta f_г / f_г$, $f_г' = f_г + \Delta f_г$ и f_c'.
3. Формирование дискретного сигнала $s'(nT')$ по (1), $f_д = f_г'$.
4. Расчет матрицы коэффициентов для линейного анализа ЧСПФ для сигналов $s(nT)$ и $s'(nT')$ с амплитудой $A = 1$ на частотах f_c и f_c'.
5. Расчет коэффициентов правой части СЛАУ анализируемого сигнала на частотах f_c и f_c'.
6. Расчет амплитуды и ошибки оценки амплитуды для «ЧСПФ, 2 сигнала».
7. Расчет матрицы коэффициентов для линейного анализа ЧСПФ для сигнала $s(nT)$ с амплитудой $A = 1$ на частоте f_c.
8. Расчет коэффициентов правой части СЛАУ анализируемого сигнала $s'(nT)$ на частоте f_c.
9. Расчет амплитуды и ошибки оценки амплитуды для «ЧСПФ, 1 сигнал».

На рисунке 1 приведены результаты оценки амплитуды для $\Delta f_г / f_г = 10^{-5}$, относительная частота сигнала $f_c / f_д = 0{,}0099$ для 50 периодов сигнала.

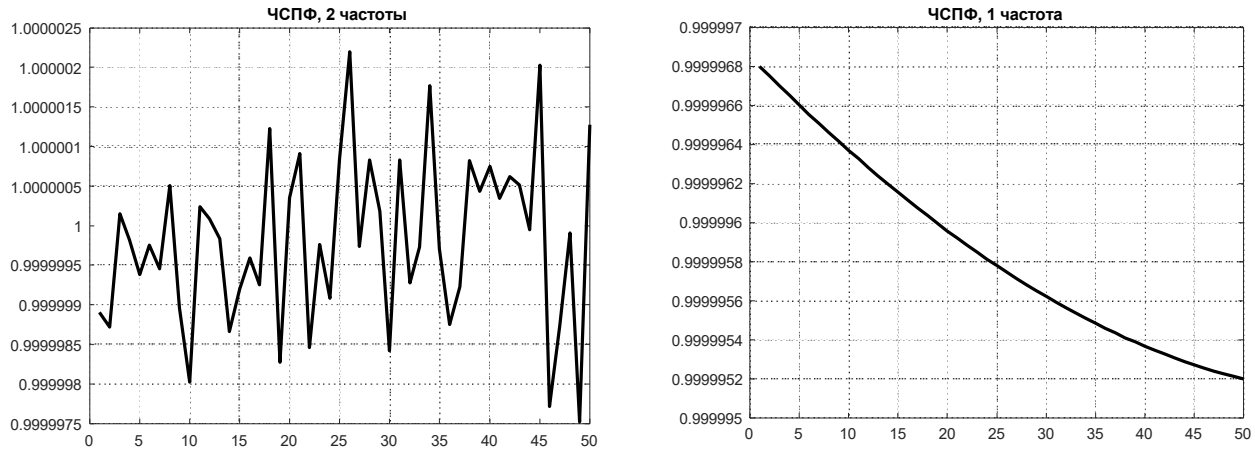


Рис. 1. Оценка расчета амплитуды

В таблице 1 приведены значения ошибки оценки амплитуды для двух частот при дрейфе частоты генератора.

Таблица 1. Ошибка оценки амплитуды гармонического сигнала

f_c/f_∂	f_∂/f_c	ΔA/ A (ЧСПФ,1 сигнал)			ΔA/ A (ЧСПФ, 2 сигнала)		
		$\Delta f_г/f_г$			$\Delta f_г/f_г$		
		10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}
0,0099	101,11	4.8964e-06	4.8965e-07	4.8965e-08	4.7006e-06	5.4249e-04	0.0621
0,09	11,11	5.2435e-06	5.2436e-07	5.2437e-08	2.3578e-06	2.0737e-04	-0.0191

Увеличение ошибки оценки амплитуды при анализе двух сигналов объясняется снижением обусловленности матрицы коэффициентов системы линейных уравнений при уменьшении разницы между анализируемыми частотами. Обусловленность матрицы оценивалась по угловому критерию обусловленности матрицы χ_a [4].

Матрица амплитуд M1 для $\Delta f_г/f_г = 10^{-5}$, (ЧСПФ, 2 сигнала):

$$M1 = \begin{vmatrix} 0.99890304 & 0.99890792 \\ 0.99890791 & 0.99891279 \end{vmatrix}.$$

Дискриминант матрицы M1 - 2.6299e-10, $\chi_a =$ 7.5883e+09.

Матрица амплитуд M2 для $\Delta f_г/f_г = 10^{-7}$, (ЧСПФ, 2 сигнала):

$$M2 = \begin{vmatrix} 0.99891270 & 0.99891274 \\ 0.99891274 & 0.99891279 \end{vmatrix}.$$

Дискриминант матрицы M2 - 2.5618e-14, $\chi_a = 7.7900e+13$.

Для сравнения приведем матрицу M3 коэффициентов СЛАУ для одного сигнала (ЧСПФ,1 сигнал):

$$M3 = \begin{vmatrix} 0.0001 & 0.9989 \\ -1.0011 & -0.0001 \end{vmatrix}.$$

Дискриминант матрицы M3 - 1.0000, $\chi_a = 1.0000$.

Так как обусловленность матрицы (ЧСПФ,1 сигнал) даже для $\Delta f_г/f_г = 10^{-7}$ хорошая, с уменьшением нестабильности частоты генератора ошибка оценки амплитуды также уменьшается.

Анализ результатов моделирования:

1) Порядок ошибки при фиксированной нестабильности частоты генератора слабо зависит от частоты сигнала ($f_c/f_д$), не зависит от амплитуды сигнала.

2) Ошибка оценки амплитуды при «ЧСПФ, 1 сигнал» меньше ошибки «ЧСПФ, 2 сигнала» при $\Delta f_г/f_г < 10^{-5}$, для $\Delta f_г/f_г = 10^{-5}$ ошибки двух методов сопоставимы.

3) Если изменение частоты составит около 10%, метод «ЧСПФ, 2 сигнала» обеспечивает ошибку 10^{-13} , а «ЧСПФ, 1 сигнала» - 0,04.

Так как метод «ЧСПФ, 2 сигнала» дает меньшую ошибку при большей отстройке частоты гетеродина, логично предположить, что он обеспечит точный расчет при сдвиге частоты сигнала, например, при доплеровском сдвиге. В табл.2 приведены результаты моделирования.

Таблица 2. Ошибка оценки амплитуды гармонического сигнала при сдвиге частоты сигнала

	ΔA/ A (ЧСПФ,2 сигнала)			
$\Delta f_c/f_c$	0,0001	0,001	0,01	0,1
$f_д/f_c$=11,11	4.6e-09	2.0e-10	1.3e-12	3,0e-14
$f_д/f_c$=101,11	2.6e-08	2.7e-10	2.3e-12	2.7e-14

Анализ результатов моделирования: при относительно больших сдвигах частоты метод «ЧСПФ, 2 сигнала» дает высокую точность оценки амплитуды. Это обусловлено тем, что при увеличении разницы сигналов матрица коэффициентов линейного анализа хорошо обусловлена вследствие различия проекций сигнала сдвинутой частоты на сигнал исходной частоты. Этот метод может быть использован при сдвигах частоты (0,01 – 10)% исходной частоты сигнала.

Выводы:

1) Область применения методов ЧСПФ включает анализ амплитуд и начальных фаз полигармонических сигналов с близкими амплитудами [3], а также анализ амплитуды гармонического сигнала при наличии сдвига либо частоты дискретизации вследствии дрейфа частоты тактового генератора или относительного сдвига частот генераторов на передающей и приемной стороне, анализ амплитуды при наличии сдвига частоты сигнала, например, при наличии доплеровского эффекта.

2) Условием применения методов является большое значение отношения сигнал/ шум. Это требование выполняется при тестировании квадратурных каналов формирования сигналов, тестировании устройств многоканальных систем. Обеспечить большое значение ОСШ можно применением узкополосной фильтрации.

Библиографический список

1. Использование прецизионных генераторов в аппаратуре стандарта 5G/ Юрий Иванов, Аркадий Никонов, Александр Котюков/ Современная электроника. – 2019, № 3. - С. 52 – 55.
https://cloud.cta.ru/iblock/b1a/b1aab3a81994bfe329cad07cd9f042d6/20190352.pdf

2. Калыгин Г.О. Определение параметров дискретных гармонических сигналов/ Г.О. Калыгин/ Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2025, №3. - С. 30 – 40.

3. Калыгин Г.О. Определение параметров полигармонического ряда с близко разнесенными частотами/ Г.О.Калыгин, Л.А. Калыгина // Динамика сложных систем - XXI век. – 2025, Т. 19, № 2. - С. 50-56.

4. Калиткин Н.Н. Количественный критерий обусловленности систем линейных алгебраических уравнений/ Н.Н. Калиткин, Л.Ф. Юхно, Л.В. Кузьмина // Математическое моделирование. - 2011 , т. 23, № 2. - С. 3-26.

УДК 621.373.5; ГРНТИ 47.47

ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

М.М. Гарькавый, А.С. Богданов, В.П. Лищишин
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, garkaviymaksim162@gmail.com

Аннотация. В работе рассматриваются частотные свойства транзисторного усилителя мощности ОВЧ-диапазона. Приведены схемы резонансных усилителей мощности (РУМ) с различными видами цепей согласования. Приводится блок-схема алгоритма вычислений, соответствующая методике расчета резонансного усилителя мощности, работающего в нелинейном режиме, и зависимости основных энергетических параметров резонансного усилителя мощности.
Ключевые слова: усилители высокочастотные резонансные, цепи согласования, коэффициент устойчивости.

FREQUENCY PROPERTIES OF A TRANSISTOR POWER AMPLIFIER

M.M. Garkaviy , A.S. Bogdanov, V.P. Lishishin
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russian Federation, Ryazan, garkaviymaksim162@gmail.com

Annotation. The paper examines the frequency properties of a transistor power amplifier in the VHF range. Circuit diagrams of resonant power amplifiers (RPAs) with various types of matching networks are presented. A flowchart of the calculation algorithm corresponding to the method for designing an resonant power amplifiers operating in nonlinear mode and the dependences of the main energy parameters of the resonant power amplifiers are provided.
Keywords: resonant high-frequency amplifiers, matching networks, stability factor.

Генераторный тракт узкодиапазонного радиопередатчика, как правило, заканчивается двухтактным каскадом на балансных транзисторах, причем схема выхода (цепь согласования между последним транзистором и антенной) не имеет элементов перестройки по частоте и перекрывает весь рабочий диапазон передатчика. Предварительные каскады усиления мощности – резонансные, с неперестраиваемыми низкодобротными цепями согласования (рис. 1). Крайние каналы передатчика при этом могут находиться около границ полосы пропускания указанных колебательных контуров, реализуемых в виде П- или Т-звеньев. Коэффициент усиления по мощности и коэффициент устойчивости резонансного усилителя мощности нормируется на резонансной частоте, на которой к транзистору подключаются чисто активные резонансные сопротивления базового и коллекторного контуров [1], однако на границах полосы пропускания ко входному и выходному электроду активного прибора приводятся комплексные сопротивления со значительной реактивной составляющей (рис. 2).

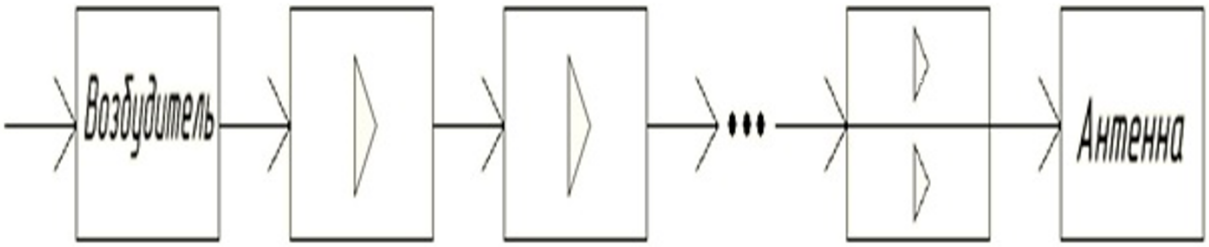


Рис.1. Структурная схема узко-диапазонного передатчика

При подключении к базе и коллектору транзистора комплексных приведенных сопротивлений (проводимостей) коэффициент усиления по мощности однозначно падает, а коэффициент устойчивости ведет себя по-разному. Уменьшение коэффициента устойчивости относительно его значения на резонансной частоте допустимо на величину запаса по устойчи-

вости каскада. В любом случае полезно контролировать поведение коэффициента устойчивости резонансного усилителя мощности в полосе пропускания его колебательных систем.

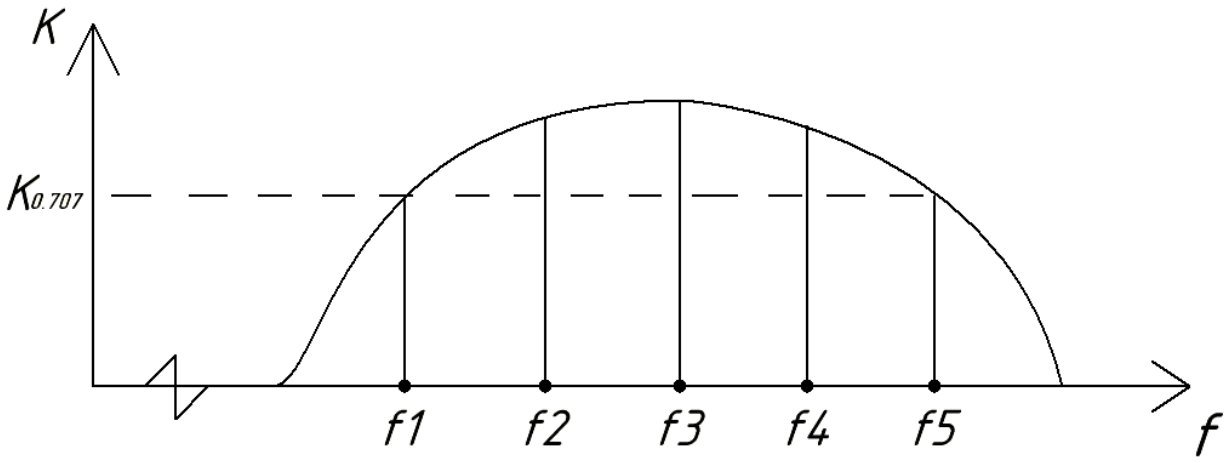


Рис. 2. Расположение несущих частот каналов узко-диапазонного передатчика

Вид зависимости коэффициента устойчивости в полосе пропускания резонансного усилителя мощности определяется конфигурацией цепей согласования на входе и выходе усилителя (рис. 3): комбинация П- и Т-звеньев фильтров верхних или нижних частот [2]. Следует также учитывать то обстоятельство, что выходной цепью согласования часто выступает П-звено в виде фильтра нижних частот с целью подавления высших гармоник, генерируемых транзистором в нелинейном режиме работы.

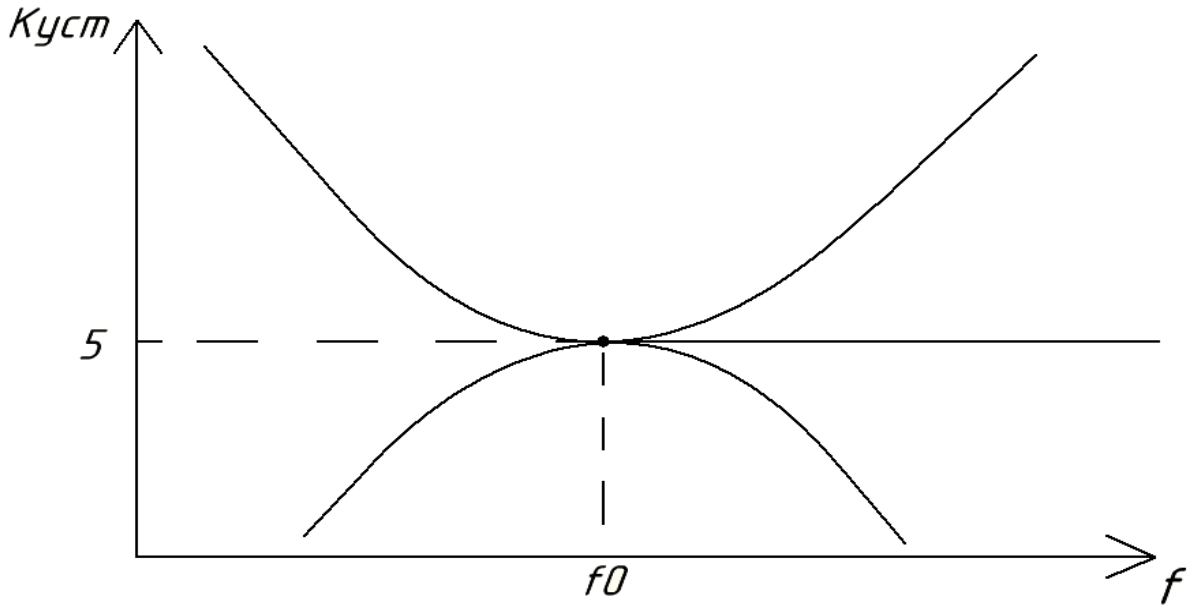
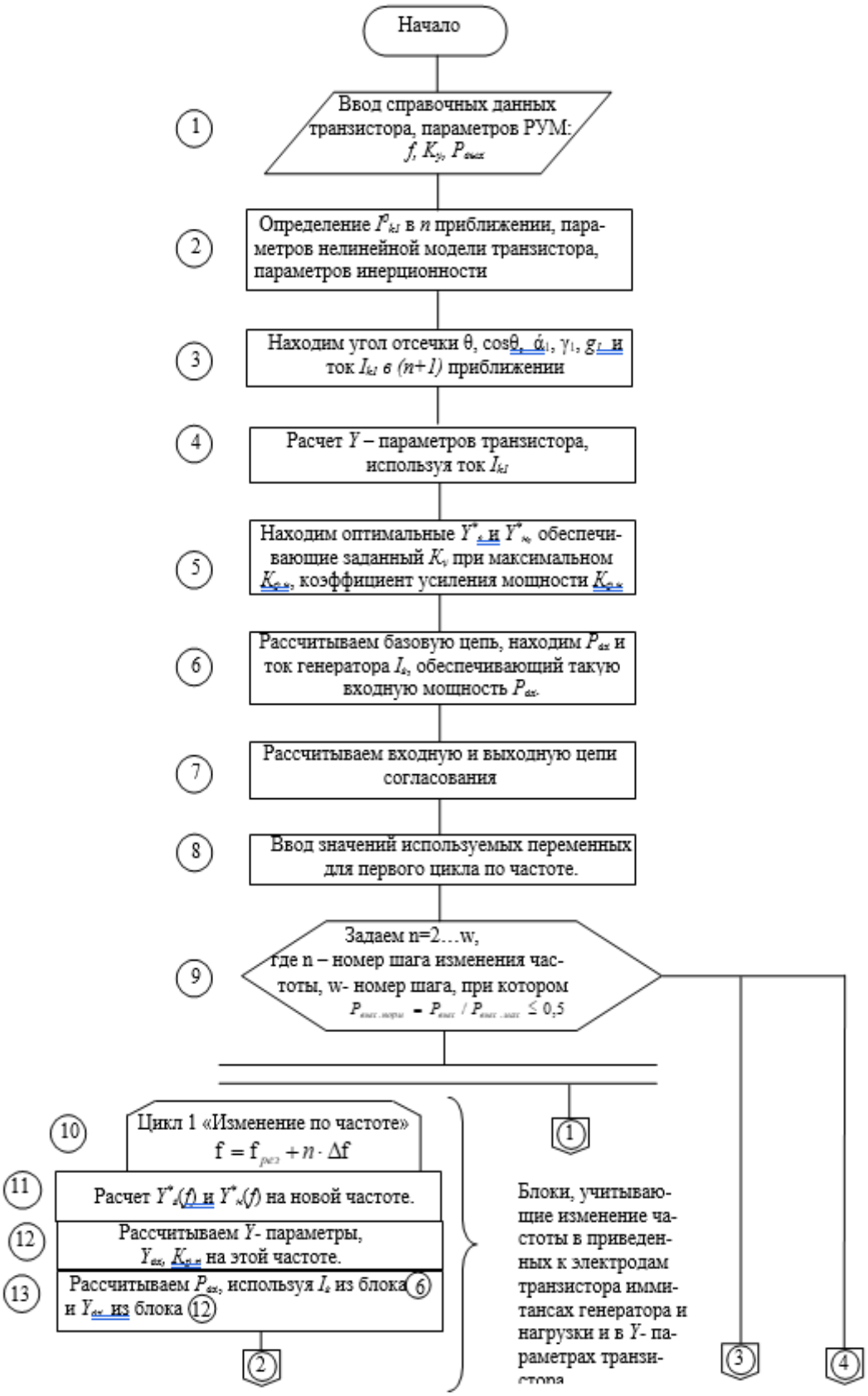
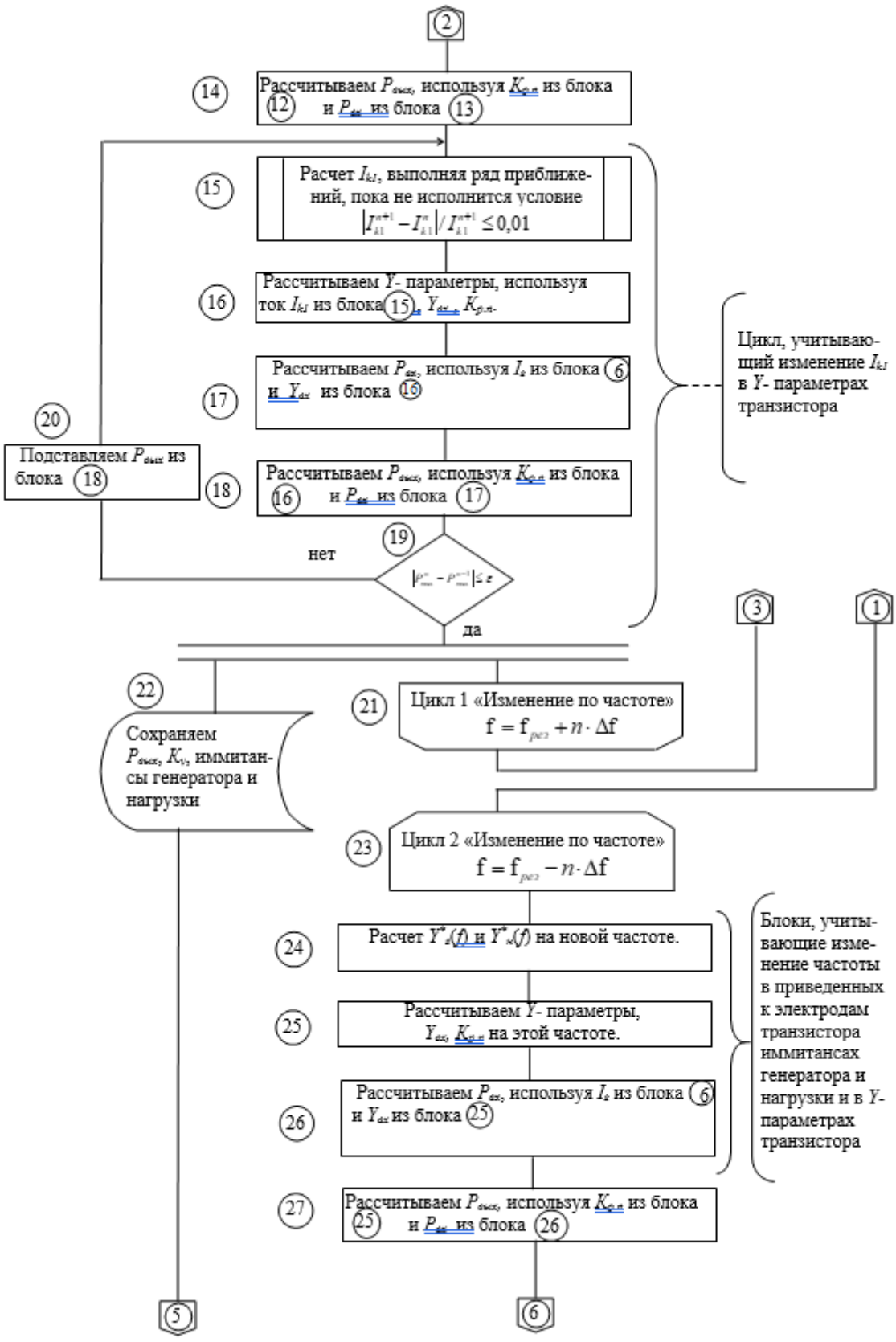
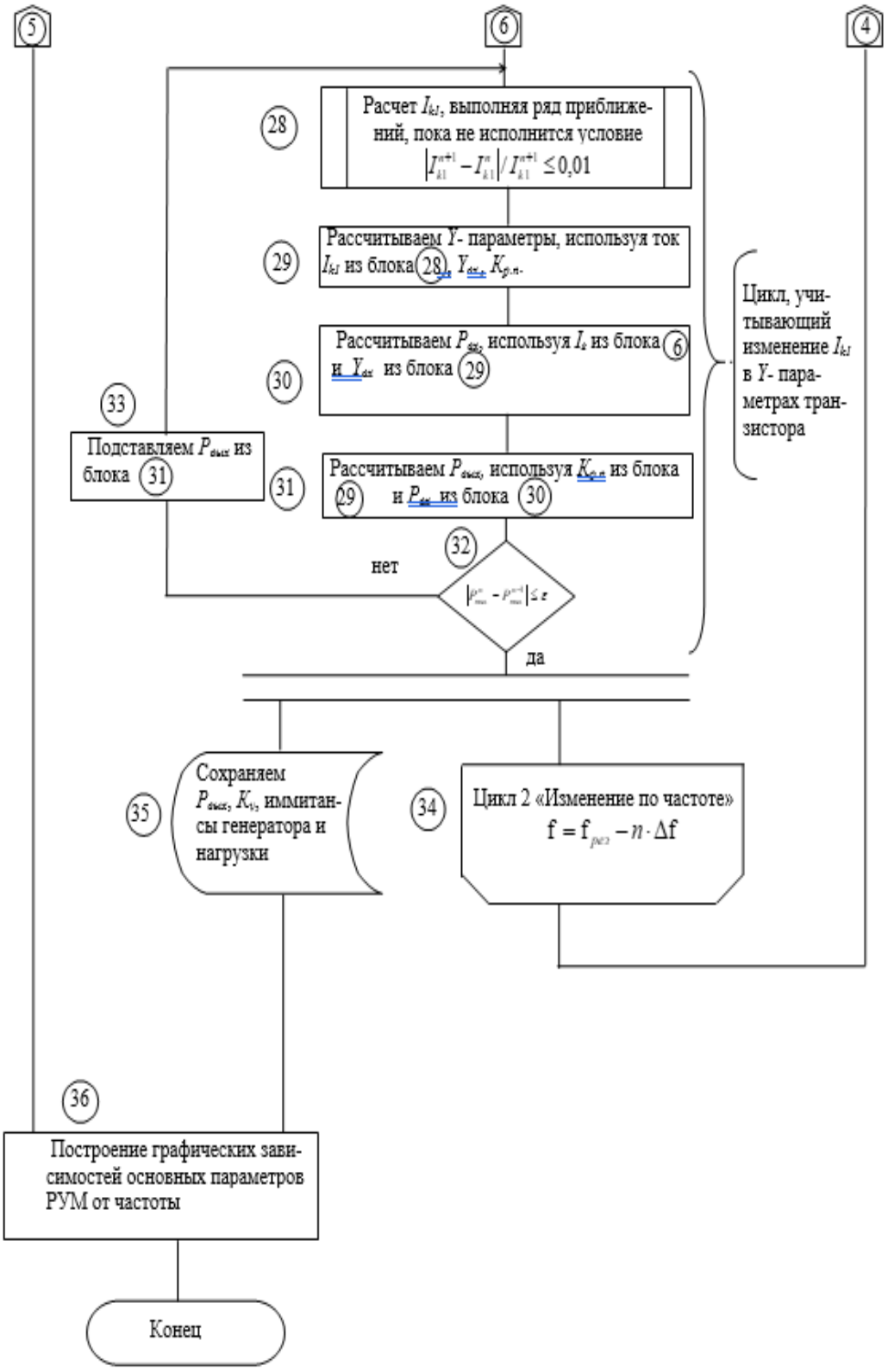


Рис. 3. Возможные изменения Куст в пределах полосы пропускания низкодобротной резонансной цепи

Ниже приводится блок-схема алгоритма вычислений, соответствующая методике расчета резонансного усилителя мощности, работающего в нелинейном режиме.


Начало
1
Ввод справочных данных транзистора, параметров РУМ: f, K_y, $P_{вых}$
2
Определение I^0_{k1} в n приближении, параметров нелинейной модели транзистора, параметров инерционности
3
Находим угол отсечки θ, cosθ, α_1, γ_1, g_1 и ток I_{k1} в (n+1) приближении
4
Расчет Y – параметров транзистора, используя ток I_{k1}
5
Находим оптимальные Y^*_s и $Y^*_н$, обеспечивающие заданный K_y при максимальном $K_{p.м}$, коэффициент усиления мощности $K_{p.м}$
6
Рассчитываем базовую цепь, находим $P_{вх}$ и ток генератора $I_г$, обеспечивающий такую входную мощность $P_{вх}$.
7
Рассчитываем входную и выходную цепи согласования
8
Ввод значений используемых переменных для первого цикла по частоте.
9
Задаем n=2…w, где n – номер шага изменения частоты, w- номер шага, при котором $P_{вых.норм} = P_{вых} / P_{вых.max} \le 0,5$
10
Цикл 1 «Изменение по частоте» $f = f_{раб} + n \cdot \Delta f$
11
Расчет $Y^*_s(f)$ и $Y^*_н(f)$ на новой частоте.
12
Рассчитываем Y- параметры, $Y_{вх}$, $K_{p.м}$ на этой частоте.
13
Рассчитываем $P_{вх}$, используя $I_г$ из блока 6 и $Y_{вх}$ из блока 12
1
2
3
4
Блоки, учитывающие изменение частоты в приведенных к электродам транзистора иммитансах генератора и нагрузки и в Y- параметрах транзистора


2
14
Рассчитываем $P_{вых}$, используя $K_{р.п}$ из блока 12 и $P_{вх}$ из блока 13
15
Расчет I_{k1}, выполняя ряд приближений, пока не исполнится условие $|I_{k1}^{n+1} - I_{k1}^{n}| / I_{k1}^{n+1} \le 0{,}01$
16
Рассчитываем Y- параметры, используя ток I_{k1} из блока 15, $Y_{вх.т}$, $K_{р.п}$.
17
Рассчитываем $P_{вх}$, используя $I_э$ из блока 6 и $Y_{вх}$ из блока 16
18
Рассчитываем $P_{вых}$, используя $K_{р.п}$ из блока 16 и $P_{вх}$ из блока 17
20
Подставляем $P_{вых}$ из блока 18
19
нет
$|P_{вых}^{n} - P_{вых}^{n-1}| \le \varepsilon$
да
Цикл, учитывающий изменение I_{k1} в Y- параметрах транзистора
3
1
22
Сохраняем $P_{вых}$, K_U, иммитансы генератора и нагрузки
21
Цикл 1 «Изменение по частоте»
$f = f_{рез} + n \cdot \Delta f$
23
Цикл 2 «Изменение по частоте»
$f = f_{рез} - n \cdot \Delta f$
24
Расчет $Y^*_э(f)$ и $Y^*_н(f)$ на новой частоте.
25
Рассчитываем Y- параметры, $Y_{вх}$, $K_{р.п}$ на этой частоте.
26
Рассчитываем $P_{вх}$, используя $I_э$ из блока 6 и $Y_{вх}$ из блока 25
27
Рассчитываем $P_{вых}$, используя $K_{р.п}$ из блока 25 и $P_{вх}$ из блока 26
Блоки, учитывающие изменение частоты в приведенных к электродам транзистора иммитансах генератора и нагрузки и в Y-параметрах транзистора
5
6



Приводится одна из исследуемых схем, в которой зависимости коэффициентов нагруженной Ку и внутренней Ку.вн устойчивости от частоты f не опускается ниже предельного уровня коэффициента устойчивости (рис. 4, 5).

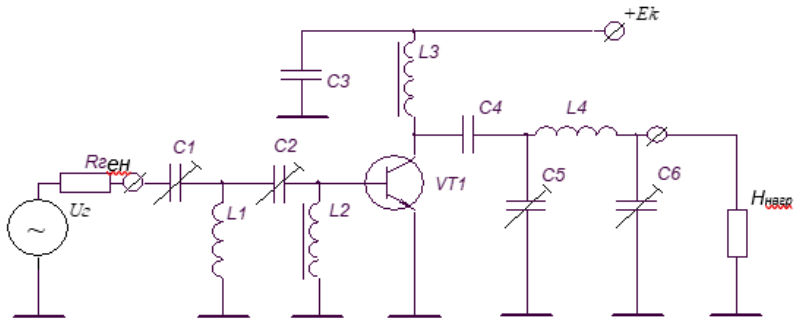


Рис. 4. Схема каскада, входная цепь согласования которого выполнена в виде Т-звена ФВЧ, а выходная - в виде П-звена ФНЧ

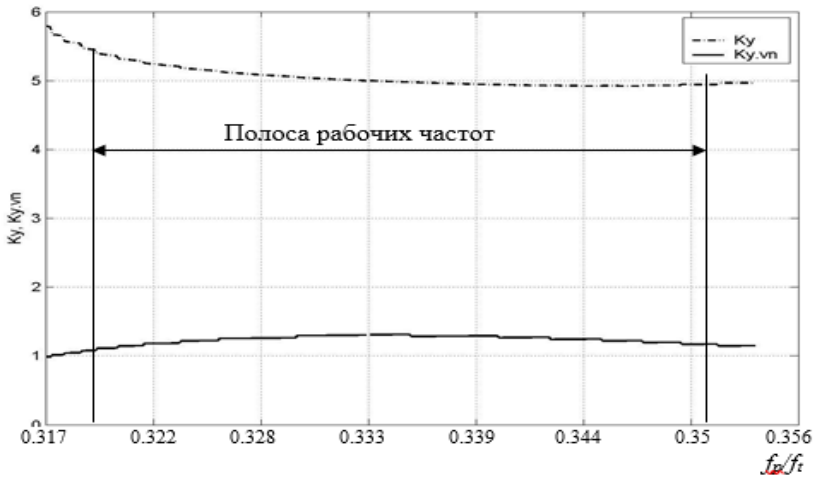


Рис. 5. Зависимости коэффициентов устойчивости нагруженной Ку и внутренней Ку.вн от частоты *f* для усилителя, выполненного по схеме, представленной на рис. 4.

Анализ нелинейных транзисторных резонансных усилителей мощности, выполненных по схеме с общим эмиттером, с различными конфигурациями входной и выходной цепей согласования показал, что при определении рабочей полосы частот таких усилителей необходимо контролировать не только значение выходной мощности, но и значение коэффициента устойчивости, которое на краях рабочей полосы частот, определяемой по уровню половинной выходной мощности, может опуститься ниже минимально допустимого значения. Показано, что характер частотной зависимости коэффициента устойчивости Ку определяется не только схемами цепей согласования (Т-, П-звенья), а еще и их видом (ФНЧ, ФВЧ). Таким образом, проектировать нелинейные резонансные усилители с низкодобротными цепями согласования целесообразно, используя комбинацию входной цепи согласования в виде фильтра верхних частот и выходной цепи согласования в виде фильтра нижних частот.

Библиографический список

1. Богачев В.М., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности. – М.: Энергия, 1978.

2. В.П. Лищишин, А.С. Богданов. Частотные свойства мощного резонансного усилителя с низкодобротными колебательными системами. Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова / РНТОРЭС им. А.С. Попова, Ин-т радиотехники и электроники РАН, Рос. секция IEEE. – М., 2007.

УДК 621.391.8; ГРНТИ 47.05.17

ПРОСТРАНСТВЕННО-ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ СЕЛЕКЦИЯ СИГНАЛА НА ФОНЕ КОМПЛЕКСА ГАУССОВСКИХ ПОМЕХ

Ю.Н. Паршин, Н.А. Шашин

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, parshin.y.n@rsreu.ru, nshashin@yandex.ru

Аннотация: В работе предложена модель принимаемой антенной решеткой аддитивной смеси сигнала, помехи и шума в полном поляризационном базисе, проведен синтез алгоритма обработки детерминированного линейно поляризованного сигнала на фоне помех и шумов, представляющих собой гауссовские случайные процессы некоррелированные в дискретном времени. Проведено вычисление нормированной матрицы пространственной корреляции суммы независимых поляризованных помех. Рассмотрено влияние поляризации помех на результат оптимальной обработки, приведен анализ зависимостей отношения сигнал-помеха от поляризационных параметров сигнала и помехи для различных сценариев. Построены графики зависимостей отношения сигнал-помеха от угла при различной ориентации поляризационного эллипса помехи, а также приведены результаты влияния на диаграмму направленности антенной системы различий в поляризационных свойствах сигнала и помехи при оптимальной обработке в различных поляризационных сценариях.

*Ключевые слов*а: полный поляризационный прием, поляризационные характеристики, оптимальная обработка, отношение сигнал-помеха, угол пространственной ориентации эллипса поляризации.

SPATIALLY POLARIZING SIGNAL SELECTION AGAINST THE BACKGROUND OF A COMPLEX OF GAUSSIAN INTERFERENCE

Yu.N. Parshin, N.A. Shashin

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, parshin.y.n@rsreu.ru, nshashin@yandex.ru

The summary: The paper proposes a model of an additive mixture of signal, interference and noise received by an antenna array in a full polarization basis, and synthesizes an algorithm for processing a deterministic linearly polarized signal against a background of interference and noise representing Gaussian random processes uncorrelated in discrete time. A normalized spatial correlation matrix of the sum of independent polarized interference has been calculated. The influence of interference polarization on the optimal processing results is considered, and the dependencies of the signal-to-noise ratio on the signal polarization parameters and interference for various scenarios are analyzed. Graphs of the signal-to-interference ratio are plotted for interference that varies depending on the angle of orientation of the polarization ellipse, as well as the results of the influence of differences in the polarization properties of the signal and interference during optimal processing in various polarization scenarios on the radiation pattern of the antenna system.

Keywords: full polarization reception, polarization characteristics, optimal processing, signal-to-noise ratio, spatial orientation angle of the polarization ellipse.

Введение

Радиоэлектронные средства функционируют в условиях сложной радиоэлектронной обстановки, которая обусловлена высокой загруженностью радиочастотного спектра, наличием интенсивных преднамеренных и непреднамеренных помех. Поэтому при обработке сигналов на приемной стороне требуется полный учет всех характеристик сигналов и помех для обеспечения эффективной селекции. Возможности спектрально-временной селекции в значительной степени реализованы на основе цифровой технологии обработки сигнала. Пространственные свойства электромагнитных волн влияют на сигнал на выходе антенных элементов и учитываются при пространственной обработке. Возможности пространственной обработки связаны со значительным прогрессом в области антенной техники. В результате стало возможным учесть не только пространственное распределение электромагнитного поля, но и поляризацию его составляющих. Такая комплексная пространственно-поляризационная селекция сигнала и помех потенциально дает предельную эффективность.

В работе [1] рассматривается возможность использования поляризационной обработки радиолокационных сигналов для уменьшения влияния пассивных помех. Предлагается для поляризационной обработки использовать адаптивный алгоритм линейного предсказания. В работе [2] в рамках адаптивного байесовского подхода проведен синтез алгоритма обнаружения известного сигнала на фоне мощных гауссовских помех с известной корреляционной матрицей в полном поляризационном базисе. Проведен анализ эффективности алгоритма обнаружения по критерию максимума отношения сигнал-помеха. На качественном уровне установлено, что при реализации полного поляризационного приема возможно обнаружить сигнал, даже если он совпадает по направлению прихода с помехой.

В работе [3] проведен синтез алгоритма обнаружения сигнала на фоне мощных помех в полном поляризационном базисе с произвольным законом временной модуляции. Установлено, что когда помеха имеет хаотическую поляризацию и направления сигала и помехи совпадают, обнаружение сигнала невозможно. В работе [4] рассмотрен прием поляризованного сигнала на фоне поляризованной помехи от земной поверхности. Расчеты отношения сигнал-помеха и вероятностей правильного обнаружения проведены для детерминированного поляризованного сигнала. В работе [5] рассматривается комбинированный алгоритм обнаружения сигнала на фоне активных шумовых помех, синтезированный на основе последовательного алгоритма Вальда и поляризационно-статистического алгоритма для РЛС с поляризационным зондированием на 2-х частотах. Определены показатели качества алгоритма для выбранных моделей радиолокационных целей. Проведено исследование работы алгоритма обнаружения цели на фоне ответно-импульсной помехи, сопряженной со спектром сигнала. В работе [6, 7] исследуется эффективность линейной обработки сигнала на фоне комплекса поляризованных помех.

Целью работы является повышение эффективности многоканального алгоритма обработки сигнала на фоне пространственно коррелированных помех в полном поляризационном базисе при различных пространственных структурах сигнала, помех и антенной решетки.

Модель поляризованных сигналов и помех

Зададим поляризационный базис двумя величинами: углом эллиптичности α и углом ориентации β первого орта. Матрица, характеризующая преобразование эллиптического базиса в линейный базис, определяется углом эллиптичности и азимутом большой оси поляризационного эллипса ортов эллиптического базиса [8, 9]:

$$\mathbf{Q} = \begin{vmatrix} \cos\beta\cos\alpha - j\sin\beta\sin\alpha & -\sin\beta\cos\alpha + j\cos\beta\sin\alpha \\ \sin\beta\cos\alpha + j\cos\beta\sin\alpha & \cos\beta\cos\alpha + j\sin\beta\sin\alpha \end{vmatrix}.$$

Для сигнала и каждой из K помех задаются уникальные угол эллиптичности и азимут поляризационного эллипса, а также матрицы преобразования, отмечаемые подстрочными индексами $_{С}$ и $_{П}$ соответственно.

Рассмотрим антенную решетку, каждый излучатель которой состоит из двух ортогонально расположенных независимых диполей. Таким образом, имеем $2\times N$ канальную систему, где N – количество антенн или элементов антенной решетки, а антенная решетка представляет собой устройство линейного поляризационного базиса, являющегося предельным случаем эллиптического базиса при α=0.

Сигнал на выходе всех приемных каналов образует матрицу наблюдения размером $2N\times T$, где T – количество временных отсчетов. В первую и вторую строки записываются комплексные временные отсчеты с первого и второго канала первого поляризационного модуля. В третью и четвертую – с первого и второго канала со второго поляризационного модуля соответственно и т.д.

Запишем наблюдаемый процесс в виде $2N \times T$ матрицы суммы полезного сигнала, помехи и шума:

$$\mathbf{Y} = \theta \mathbf{U} \mathbf{Q}_S \mathbf{S}^{\mathrm{H}} + \sum_{k=1}^{K} \mathbf{V}_k \mathbf{Q}_{\Pi k} \mathbf{E}_k^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{\eta},$$

где θ – параметр обнаружения, принимающий значение 0 при отсутствии полезного сигнала, и 1 при его наличии, $\mathbf{U}$ – матрица векторов амплитудно-фазового распределения полезного сигнала по приемным каналам размером $2N \times 2$:

$$\mathbf{U} = \begin{vmatrix} u_1 & 0 & u_2 & 0 & \ldots & u_N & 0 \\ 0 & u_1 & 0 & u_2 & \ldots & 0 & u_N \end{vmatrix}^{\mathrm{T}},$$

где u_n – множители амплитудно-фазового распределения полезного сигнала по раскрыву антенной решетки в N каналах одинаковые для каждой из поляризаций;

$\sum_{n=1}^{N} |u_n|^2 = 1$, $\mathbf{S} = |\mathbf{S}_1 \ \ \mathbf{S}_2|$ – матрица временных отсчетов ожидаемого сигнала размером $T \times 2$, где столбцы представляют собой ожидаемые сигналы $\mathbf{S}_1$, $\mathbf{S}_2$ с первого и второго поляризаторов соответственно, каждый из сигналов нормирован по мощности $\mathbf{S}_1^{\mathrm{H}} \mathbf{S}_1 = \mathbf{S}_2^{\mathrm{H}} \mathbf{S}_2 = q_{\mathrm{C}}$;

q_{C} – отношение сигнал-шум;

$\mathbf{V}_k$ – матрица векторов амплитудно-фазового распределения k-й помехи по каналам размером $2N \times 2$, K – число источников помех;

$\mathbf{E}_k$ – матрица комплексных временных отсчетов поляризованной k-й помехи размером $T \times 2$;

η – матрица пространственно-временных отсчетов шума размером $2N \times T$;

надстрочный знак $^{\mathrm{H}}$ означает эрмитово сопряжение.

Обработка детерминированного сигнала на фоне некоррелированных во времени помех и шумов

Положим, что полезный сигнал $\mathbf{S}$ детерминированный, помехи и шум представляют собой гауссовские случайные процессы некоррелированные в дискретном времени. Вектор пространственных отсчетов сигнала размером $2N \times 1$ в момент времени t равен

$$\mathbf{S}_t = \mathbf{U} \mathbf{Q}_{\mathrm{C}} \mathbf{S}^{\mathrm{H}} = \begin{vmatrix} u_1 & 0 & u_2 & 0 & \ldots & u_N & 0 \\ 0 & u_1 & 0 & u_2 & \ldots & 0 & u_N \end{vmatrix}^{\mathrm{T}} \times \mathbf{Q}_{\mathrm{C}} \times \begin{vmatrix} s_{1t} \\ s_{2t} \end{vmatrix}.$$

Шум η некоррелирован во времени и по пространству; его нормированная матрица пространственной корреляции равна $\mathbf{R}_\eta = \mathbf{I}_{2N \times 2N}$. Нормированная матрица пространственной корреляции суммы независимых поляризованных помех равна:

$$\mathbf{R}_{\mathrm{E}} = \sum_{k=1}^{K} \overline{\mathbf{V}_k \mathbf{Q}_{\Pi k} \mathbf{E}_k^{\mathrm{H}} \left(\mathbf{V}_k \mathbf{Q}_{\Pi k} \mathbf{E}_k^{\mathrm{H}} \right)^{\mathrm{H}}} = \sum_{k=1}^{K} \mathbf{V}_k \mathbf{Q}_{\Pi k} \overline{\mathbf{E}_k^{\mathrm{H}} \mathbf{E}_k} \mathbf{Q}_{\Pi k}^{\mathrm{H}} \mathbf{V}_k^{\mathrm{H}} =$$

$$= \sum_{k=1}^{K} q_{\Pi k} \mathbf{V}_k \mathbf{Q}_{\Pi k} \mathbf{Q}_{\Pi k}^{\mathrm{H}} \mathbf{V}_k^{\mathrm{H}} = \sum_{k=1}^{K} q_{\Pi k} \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^{\mathrm{H}},$$

$\mathbf{V}_k = \begin{vmatrix} v_{1k} & 0 & v_{2k} & 0 & ... & v_{Nk} & 0 \\ 0 & v_{1k} & 0 & v_{2k} & ... & 0 & v_{Nk} \end{vmatrix}^{\mathrm{T}}$ – амплитудно-фазовое распределение поляризованной k-й помехи на раскрыве антенной решетки.

Так как шум и помехи некоррелированы, то матрица пространственной корреляции суммы шума и помех равна: $\mathbf{R}_V = \mathbf{R}_{\mathrm{E}} + \mathbf{R}_\eta$. Если помеха некоррелированная и стационарная, то логарифм отношения правдоподобия равен [10]:

$$\lambda(\mathbf{Y} \mid \mathbf{S}) = 2\sum_{t=1}^{T} \mathrm{Re}\left\{\mathbf{S}_t^{\mathrm{H}} \mathbf{R}_V^{-1} \underline{\mathbf{Y}}_t\right\} - \sum_{t=1}^{T} \mathbf{S}_t^{\mathrm{H}} \mathbf{R}_V^{-1} \mathbf{S}_t \ .$$

Для рассмотренного сигнально-помехового сценария отношение сигнал-помеха равно:

$$q = \sum_{t=1}^{T} \mathbf{S}_t^{\mathrm{H}} \mathbf{R}_V^{-1} \mathbf{S}_t \ .$$

Анализ оптимального алгоритма обработки

Проведем анализ зависимостей отношения сигнал помеха от параметров сигнала и помехи для различных сценариев. Антенная решетка состоит из N элементов, расположенных линейно с межэлементным интервалом d. Амплитудно-фазовое распределение сигнала $\mathbf{U}$ зависит от направления его прихода γ_{C} и для заданных условий равно

$$u_n = \exp\left(j \frac{2\pi d n}{\lambda} \sin\gamma_{\mathrm{C}} \right), \ n = 1,...,N \ .$$

Сигнал полностью поляризованный, то есть $\mathbf{S}_2 = \sqrt{q_{\mathrm{C}}} \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix}$, аналогично помехи также поляризованы. Пусть комплексные отсчеты помех заданы вектором $\mathbf{E}_k = \sqrt{q_{\Pi k}} \begin{vmatrix} e_k \\ 0 \end{vmatrix}$ размером $T \times 2$, каждый из отсчетов которого есть некоррелированные гауссовские случайные величины e_k; отношение помеха-шум для каждой из помех равно $q_{\Pi k}$. Амплитудно-фазовое распределение помехи $\mathbf{V}_k$ зависит от направления прихода каждой из помех $\gamma_{\Pi k}$ и для заданных условий равно

$$v_{nk} = \exp\left(j \frac{2\pi d n}{\lambda} \sin\gamma_{\Pi k} \right), \ n = 1,...,N, \ k = 1,...,K \ .$$

Поляризационные свойства сигнала и помехи задаются соответствующими матрицами преобразования для каждой из помех:

$$\mathbf{Q}_{\mathrm{C}} = \begin{vmatrix} \cos\beta_{\mathrm{C}} \cos\alpha_{\mathrm{C}} - j \sin\beta_{\mathrm{C}} \sin\alpha_{\mathrm{C}} & -\sin\beta_{\mathrm{C}} \cos\alpha_{\mathrm{C}} + j \cos\beta_{\mathrm{C}} \sin\alpha_{\mathrm{C}} \\ \sin\beta_{\mathrm{C}} \cos\alpha_{\mathrm{C}} + j \cos\beta_{\mathrm{C}} \sin\alpha_{\mathrm{C}} & \cos\beta_{\mathrm{C}} \cos\alpha_{\mathrm{C}} + j \sin\beta_{\mathrm{C}} \sin\alpha_{\mathrm{C}} \end{vmatrix},$$

$$\mathbf{Q}_{\Pi k} = \begin{vmatrix} \cos\beta_{\Pi k} \cos\alpha_{\Pi k} - j \sin\beta_{\Pi k} \sin\alpha_{\Pi k} & -\sin\beta_{\Pi k} \cos\alpha_{\Pi k} + j \cos\beta_{\Pi k} \sin\alpha_{\Pi k} \\ \sin\beta_{\Pi k} \cos\alpha_{\Pi k} + j \cos\beta_{\Pi k} \sin\alpha_{\Pi k} & \cos\beta_{\Pi k} \cos\alpha_{\Pi k} + j \sin\beta_{\Pi k} \sin\alpha_{\Pi k} \end{vmatrix}.$$

Пусть помехи и сигнал линейно поляризованные, то есть $\alpha_{\mathrm{C}} = \alpha_{\Pi k} = 0$. Ориентация поляризации сигнала совпадает с поляризацией антенн $\beta_{\mathrm{C}} = 0$. Рассмотрим влияние поляризации помех на результат оптимальной обработки для следующих значений параметров:

$K=2$, $N=3$, $q_{\text{С}}=2$ дБ, $q_{\text{П1}}=q_{\text{П2}}=40$ дБ, $d=\lambda/2$, $\gamma_{\text{С}}=0°$, $\gamma_{\text{П1}}=0°$, $\gamma_{\text{П2}}=10°$, $\alpha_{\text{С}}=\alpha_{\text{П1}}=\alpha_{\text{П2}}=0°$, $\beta_{\text{С}}=0°$. На рисунке 1 приведена зависимость отношения сигнал-помеха от угла ориентации поляризационного эллипса 1-й помехи при $\beta_{\text{П2}}=0°$ и $\beta_{\text{П2}}=90°$.

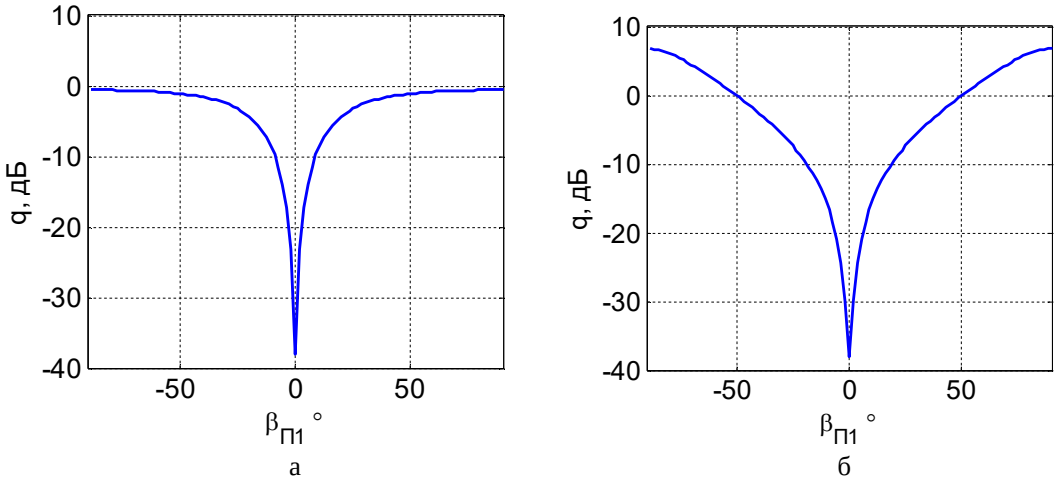


Рис. 1. Отношение сигнал-помеха при различной ориентации от угла ориентации поляризационного эллипса 1-й помехи при $\beta_{\text{П2}}=0°$ (а) и $\beta_{\text{П2}}=90°$ (б)

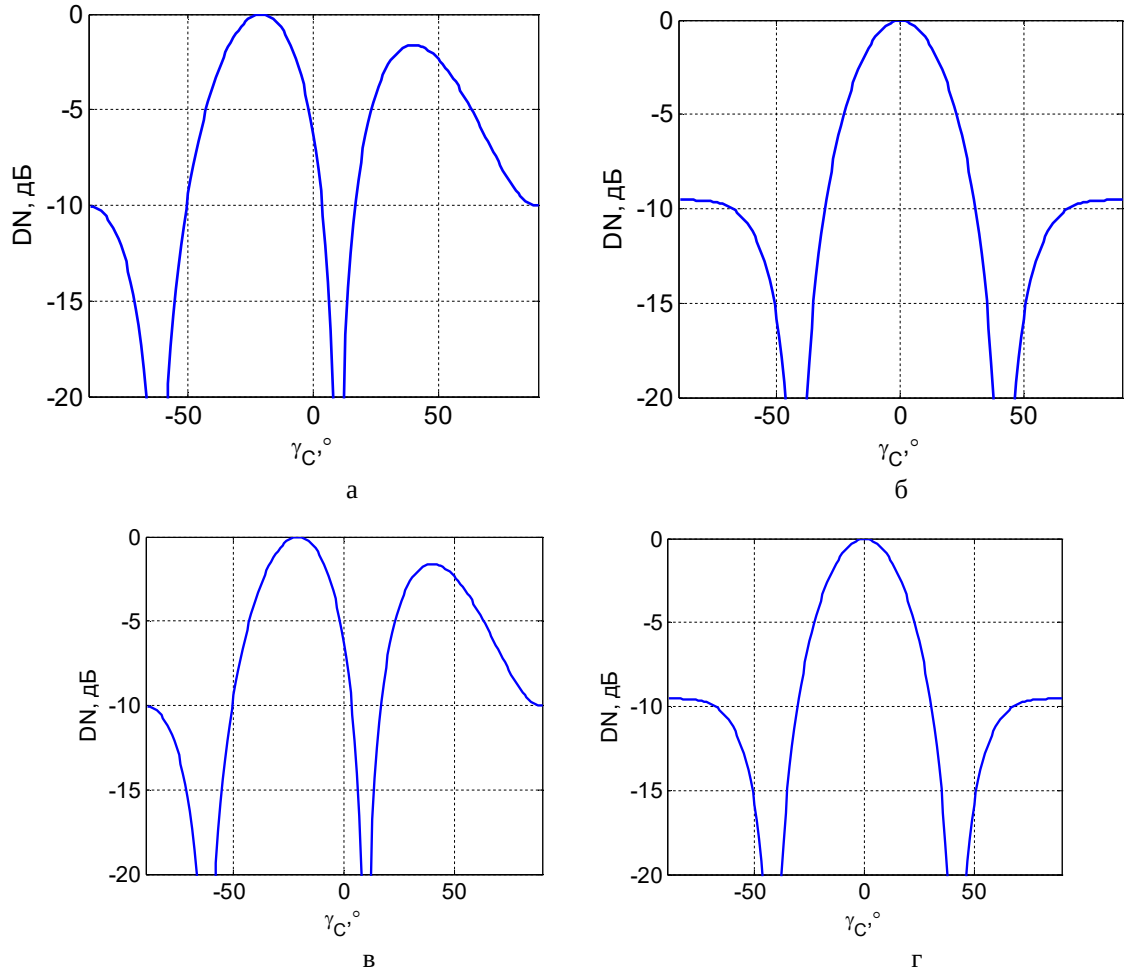


Рис. 2. Диаграммы направленности антенной системы при оптимальной обработке в различных поляризационных сценариях: $\beta_{\text{П1}}=0°$, $\beta_{\text{П2}}=0°$ (а), $\beta_{\text{П1}}=0°$, $\beta_{\text{П2}}=90°$(б), $\beta_{\text{П1}}=90°$, $\beta_{\text{П2}}=0°$(в), $\beta_{\text{П1}}=90°$, $\beta_{\text{П2}}=90°$(г)

Заключение

Разработанный оптимальный алгоритм пространственной обработки поляризованного сигнала на фоне поляризованных помех использует полную информацию о пространственных и поляризационных характеристиках сигнала и помех. Установлено, что при совпадении углового положения сигнала и одной из помех существенное влияние на искажения диаграммы направленности оказывает различия в поляризационных свойствах сигнала и другой помехи. При ортогональных поляризациях диаграмма направленности практически не искажается. Также при этом дополнительно увеличивается выходное отношение сигнал-помеха примерно на 7 дБ в рассмотренном случае.

Библиографический список

1. Воронин Н.С., Колядов Д.В. Применение поляризационного анализа радиолокационных сигналов для уменьшения влияния пассивных помех // Научный вестник МГТУ ГА № 152 серия Радиофизика и радиотехника, 2010, с. 87-91.

2. Агапов О.А. Обнаружение полезного сигнала на фоне сигналов активных помех в полном поляризационном базисе при известной многоканальной корреляционной матрице // Труды МАИ. Выпуск №89. 22 с.

3. Агапов. Адаптивная обработка поляризованных сигналов на фоне поляризованных помех // РТЭ, 2016, №4

4. Акиншин Н.С., Румянцев В.Л., Хомяков А.В. Алгоритмы обнаружения объектов в поляризационных РЛС // Известия ТулГУ. Технические науки. 2016. Вып. 2, с. 14-21

5. Козлов А.И., Амнинов Э.В., Вареница Ю.И., Румянцев В.Л. Поляриметрические алгоритмы обнаружения радиолокационных объектов на фоне активных шумовых помех // Известия ТулГУ. Технические науки. 2016. Вып. 12. Ч. 1, с. 179-187.

6. Паршин Ю. Н., Шашин Н. А. Оптимизация линейной обработки сигнала на фоне комплекса поляризованных помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета – Рязань: РГРТУ, 2025, № 94 - С. 3-12.

7. Паршин Ю. Н., Шашин Н. А. Анализ влияния поляризационных характеристик сигнала на коэффициент подавления помехи // Современные технологии в науке и образовании - СТНО-2025: сб. тр. VIII междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т. 1 /под общ. ред. О.В. Миловзорова. Рязань, 2025. – 258 с. С.145-153.

8. Татаринов В.Н., Татаринов С.В, Лигтхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов (Том 1. Поляризация плоских электромагнитных волн и её преобразования). – Томск: Изд. Томского университета, 2012. – 380 с.: ил. (Сер. Поляризация радиоволн; Вып.2. Ред. серии А.И.Козлов)

9. Канарейкин Д. Б., Павлов Н. Ф., Потехин В. А. Поляризация радиолокационных сигналов. – М.: Советское радио, 1966. – 440 с.

10. Паршин Ю.Н. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех : учеб. пособие / Ю.Н. Паршин. – Москва: КУРС, 2022. – 200 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

МЕТОДЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ В MIMO СИСТЕМАХ

О.В. Губаривский, А.Ю. Паршин

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, oleg29111@outlook.com

Аннотация. В работе рассматриваются особенности позиционирования в MIMO системах передачи информации. Приведены основные этапы реализации алгоритмов определения навигационных параметров, описаны преимущества позиционирования с помощью MIMO систем. Для оценки расстояния предлагаются три наиболее распространенных параметра: уровень мощности принимаемого сигнала (RSSI), направление прихода или излучения сигнала (AoA/ AoD), время приема-передачи сигнала (ToF) и разность времен прихода сигналов (TDoA).

Ключевые слова: Multiple Input and Multiple Output (MIMO), позиционирование, антенные решетки.

POSITIONING METHODS IN MIMO SYSTEMS

O.V. Gubarivsky, A.Y. Parshin
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, oleg29111@outlook.com

Summary. The paper considers the features of positioning in MIMO information transmission systems. The main stages of the implementation of algorithms for determining navigation parameters are given, and the advantages of positioning using MIMO systems are described. Three of the most common parameters are suggested for estimating the distance: Received Signal Strength Indicator (RSSI), Angle of arrival / Angle of departure (AoA/AoD), Time-of-flight (ToF), and Time difference of arrival (TDoA).
Keywords: Multiple Input and Multiple Output (MIMO), positioning, antenna arrays.

Введение

Задача определения местоположения объекта в различных условиях является актуальной, в том числе для реализации распределенного доступа к информации для разных абонентов, а также контекстной информации при перемещении абонента. Существующая инфраструктура сетей широкополосного доступа, в том числе с применением стандарта Wi-Fi, позволяет реализовать позиционирование объектов без дополнительных аппаратных решений. Применение многоантенных систем не только повышает пропускную способность систем передачи данных, но и позволяет использовать алгоритмы формирования луча для приема и передачи информации конкретному пользователю, что так же предполагает предварительную оценку местоположения. Таким образом, реализация алгоритмов оценки местоположения пользователя в MIMO системах связи является актуальной задачей, которая очевидно имеет решение.

Обзор основных методы позиционирования

В существующих системах позиционирования и навигации применяются следующие основные алгоритмы.

RSSI (Received Signal Strength Indicator) – показатель уровня принятого сигнала. Измерение уровня сигнала от метки/маяка с последующим сравнением уровня сигнала с законом затухания в данной среде. При наличии оценки расстояния до нескольких точек, применяется геометрический метод вычисления координат объекта. Для определения координат на плоскости потребуется три источника сигнала с известными координатами, для трехмерного пространства – четыре.

Достоинства метода. Наиболее простой и дешевый способ оценки расстояния.

Недостатки. Значительная погрешность оценки уровня сигнала при наличии замираний сигнала или при значительной неоднородности электромагнитного поля. Метод не обеспечивает высокоточного измерения из-за погрешности оценки мощности.

Angle of arrival / Angle of departure (AoA/ AoD) – метод, основанный на измерении угла прихода сигнала на приёмник, либо угла отправления сигнала от передатчика.

Достоинства метода. По сравнению с RSSI обеспечивает более высокую устойчивость и точность, т.к. анализируется пространственная структура принимаемого сигнала. Наибольшая эффективность достигается при использовании массива антенн. Метод применяется в том числе для определения направления движения объекта или быстрой локализации объекта в секторе.

Недостатки. Сложность реализации алгоритмы оценки направления при обработке сигналов с нескольких антенн и высокие требования к качеству аппаратной части. Значительное влияние оказывает многолучевое распространение сигнала, т.к. из-за переотражений возникают ложные оценки направления при превышении уровня корректного сигнала ложным сигналом.

Time-of-flight (ToF) – оценка времени распространения сигнала от передатчика до приемника, которое оценивается по известной скорости света, которое затем пересчитывается в расстояние. Практический способ измерения – обмен типовыми пакетами данных "туда - обратно" и оценка расстояния по суммарным задержкам.

Достоинства метода. В сравнении с RSSI метод обеспечивает значительно более стабильные измерения в различных условиях распространения сигналов. Замирания сигнала не оказывают такого же сильного влияния на погрешность оценки по сравнению с методом RSSI. По указанным причинам метод ToF применяется при необходимости оценки координат, а не приблизительной области расположения объекта: позиционирование на производстве, контроль сближения, цифровой ключ, навигация техники в узких проходах.

Недостатки. Высокие требования к вычислительной мощности устройства обработки данных. Высокие требования к тактовым генераторам. Требуется контроль задержек в радиотракте, расписания обменов тестовыми пакетами и оценка плотности каналов связи и их загрузки. При большом количестве меток растет нагрузка на канал

TDoA (Time Difference of Arrival) – разница времени прихода сигнала на несколько опорных точек. Позиционируемый объект передает тестовый пакет, а несколько узлов с известными координатами (якорные узлы) принимают его и фиксируют время прихода. Далее измеряется разница времени прихода между парами якорных узлов, которая геометрическим методом пересчитывается в расстояние до объекта.

Достоинства метода. Обеспечивается более высокая пропускная способность как на уровне одного элемента, так и на уровне системы. Благодаря коротким пакетам данных в стандарте позиционирования сокращается время оценки расстояния и координат объекта, поэтому при большом числе позиционируемых объектов система масштабируется лучше, чем системы с двусторонним обменом данными.

Недостатки. Якорные узлы должны быть очень точно синхронизированы по времени. Любой дрейф синхронизации времени превращается в ошибку оценки координаты, наличие которого сложно обнаружить. Многолучевое распространение оказывает значительное влияние на погрешность оценки местоположения. Если один из якорных узлов принимает отраженный сигнал, координаты определяются неверно. Решением указанной проблемы является ультраширокополосный сигнал (UWB) - беспроводная технология передачи информации с помощью импульсных сигналов, излучаемых антеннами приемопередающих устройств малого радиуса действия в полосе частот не менее 500 МГц (или 20% от центральной рабочей частоты) [3].

Метод TDoA применяется для крупных RTLS-систем (систем определения местоположения в реальном времени) с большим числом позиционируемых объектов и высокими требованиями к масштабируемости.

MIMO системы передачи информации

MIMO (англ. multiple-input and multiple-output) – метод пространственного кодирования сигнала, в котором передача данных и прием данных осуществляются системами из нескольких антенн, что позволяет увеличить пропускную способность канала. Свойства MIMO канала описываются комплексными канальными коэффициентами, которые образуют канальную матрицу, размерность которой зависит от количества антенн на приёмной и передающей сторонах. Комплексные канальные коэффициенты $\underline{h_{mn}} = a_{mn} + jb_{mn} = h_{mn}e^{j\varphi_{mn}}$ характеризуют флюктуации амплитуды и задержку, сдвиг по фазе сигнала при распространении от n-й передающей антенны к m-й приемной антенне [1, 2].

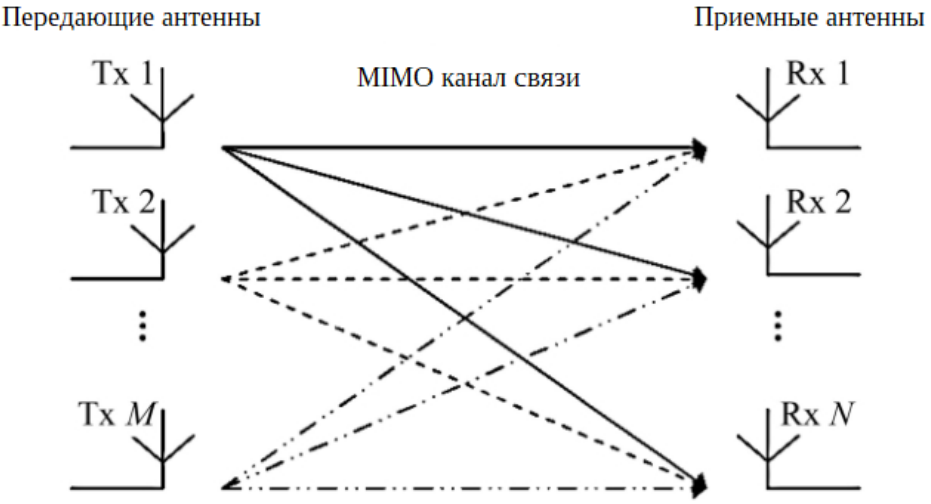


Рис. 1. Схема MIMO канала связи

Совокупность канальных коэффициентов образует матрицу:

$$\underline{H} = \begin{vmatrix} \underline{h_{11}} & \underline{h_{12}} & \dots & \underline{h_{1N_{прд}}} \\ \underline{h_{21}} & \underline{h_{22}} & \dots & \underline{h_{2N_{прд}}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \underline{h_{N_{прм}1}} & \underline{h_{N_{прм}2}} & \dots & \underline{h_{N_{прм}N_{прд}}} \end{vmatrix}$$

Наличие большого количества антенн, а также потребность в сложной обработке полученных сигналов накладывают некоторые ограничения на использование технологии в виде увеличения стоимости аппаратуры, а также невозможность размещения нужного количества антенн в малогабаритных корпусах портативных устройств. Тем не менее у подобных систем существует множество преимуществ. Применение антенных решеток в MIMO позволяет менять диаграмму направленности без использования подвижных элементов и узконаправленных антенн путем фазирования принимаемых сигналов. Кроме того, обеспечивается возможность детектирования разности фаз между соседними элементами. Если источники излучения находятся на достаточном расстоянии от приёмника, то разницей между углами прихода можно пренебречь. Тогда при известной разности фаз между соседними элементами антенной решётки возможно автоматически определить направление излучения. Алгоритмы обработки сигналов позволяют одновременно отслеживать положение множества объектов. Помимо преимуществ в решении вопросов, связанных с позиционированием, такие системы позволяют передавать и принимать данные с большей пропускной способностью. Исходный поток данных разбивается на несколько более медленных потоков. Каждый из этих потоков передаётся через свою антенну – одновременно, на одной частоте, но с разным кодированием. Многолучевое распространение ведёт к тому, что сигналы отражаются от стен, зданий, деревьев и других объектов. В результате каждый сигнал приходит к приёмнику множеством путей — с разными задержками и фазами. Приёмник с несколькими антеннами принимает все эти сигналы. Благодаря тому, что каждый поток имеет свою «пространственную сигнатуру» (уникальное сочетание фаз и амплитуд на каждой антенне), система может их различить. Приёмник обрабатывает сигналы с помощью специальных алгоритмов и объединяет их обратно в один высокоскоростной поток.

Существующие MIMO системы для позиционирования

На сегодняшний день наиболее показательным примером использования позиционирования в MIMO системах является сеть 5G, основной принцип которой заключается в направленном распространении радиосигнала к каждому абоненту за счёт использования антенных решеток. От аппаратуры абонента посылается пилотный сигнал на базовую станцию. Исходя из параметров принятого сигнала базовая станция измеряет характеристики канала. Определяется задержка, затухание, доплеровский сдвиг и угол прихода сигнала. На основе полученных данных определяется местоположение абонента, возможные препятствия, переотражения и помехи. Формируется канальная матрица, определяются фазовые сдвиги для каждого элемента антенной решетки. После формирования луча происходит передача данных с мониторингом окружающей обстановки для корректировки в динамике. Весь этот процесс позволяет намного более эффективно передавать информацию, так как вся мощность излучения фокусируется в определённой точке, вместо распространения её в целом секторе, как это происходило в сетях прошлых поколений. Таким образом, позиционирование с использованием систем MIMO является удобным инструментом для построения сетей передачи данных.

Библиографический список

1. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех : учеб. пособие / Ю.Н. Паршин. — Москва: КУРС, 2022.

2. Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. – Москва: Горячая линия-Телеком, 2014.

3. RECOMMENDATION ITU-R SM.1755-0. URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.1755-0-200605-I!!PDF-E.pdf (дата обращения 04.03.2026)

УДК 621.391.82; ГРНТИ 49.03.03

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ СБОРА ДАННЫХ В СЕТЯХ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ С МОБИЛЬНЫМ ПРИЕМНИКОМ В НЕОДНОРОДНОЙ СРЕДЕ

М.В. Грачев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, grachev.m.v@rsreu.ru

Аннотация. В работе рассматривается задача увеличения времени жизни беспроводной сети Интернета вещей в неоднородной проводящей среде путем выбора алгоритма энергоэффективной маршрутизации данных и траектории мобильного приёмника. Распространение сигнала моделируется с использованием слоистой неоднородной среды, учитывающей потери, обусловленные проводимостью слоев. Для описания передачи данных используется потоковая модель, в рамках которой каждый узел генерирует данные и участвует в ретрансляции трафика. Проведен сравнительный анализ маршрутизации данных алгоритмами BFS и на основе алгоритма Дейкстры с учётом энергетических затрат передачи, зависящих от характеристик канала. Проведена оптимизация траектории мобильного приёмника сбора данных в неоднородной проводящей среде с целью увеличения времени жизни сети. Результаты моделирования демонстрируют, что совместный учёт неоднородности среды, энергетически оптимальной маршрутизации и мобильности приёмника позволяет существенно увеличить время жизни сети за счёт снижения эффекта «горячих точек» и более равномерного расходования энергии узлов.

Ключевые слова: неоднородная среда с потерями, беспроводная сеть Интернета вещей, время жизни сети, оптимизация траектории, мобильный приемник, генетический алгоритм

IMPROVING THE ENERGY EFFICIENCY OF DATA COLLECTION IN INTERNET OF THINGS NETWORKS WITH A MOBILE RECEIVER IN A HETEROGENEOUS ENVIRONMENT

M.V. Grachev
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, grachev.m.v@rsreu.ru

The summary. The study considers the problem of increasing the lifetime of a wireless Internet of Things network in a heterogeneous conductive environment by selecting an energy-efficient data routing algorithm and the trajectory of a mobile receiver. Signal propagation is modeled using a layered heterogeneous medium that accounts for losses caused by conductivity. Data transmission is described using a flow-based model in which each node generates data and participates in traffic relaying. A comparative analysis of data routing using BFS and Dijkstra's algorithm is performed, taking into account energy costs of transmission that depend on channel characteristics. The trajectory of the mobile data collection receiver in a heterogeneous conductive environment is optimized in order to increase the network lifetime. The simulation results demonstrate that the combined consideration of environmental heterogeneity, energy-optimal routing, and receiver mobility significantly increases network lifetime by reducing the "hot spot" effect and ensuring a more uniform energy consumption among nodes.
Keywords: heterogeneous lossy medium, wireless Internet of Things network, network lifetime, trajectory optimization, mobile receiver, genetic algorithm

Сети Интернета вещей (IoT) находят широкое применение в различных областях, где традиционная инфраструктура связи либо отсутствует, либо работает нестабильно. Одной из таких областей является мониторинг окружающей среды. Он включая такие объекты, как лесные массивы, горные регионы, водные экосистемы, арктические зоны, где сенсорные узлы обеспечивают сбор данных о температуре, влажности, уровне загрязнения и других параметрах. При этом функционирование этой системы зачатую осуществляется ограниченными энергетическими ресурсами и в сложных условиях распространения сигнала [1, 2]. В промышленности такие сети применяются для контроля технологических процессов на объектах, расположенных на обширных территориях, таких как, нефтегазовые месторождения, шахты и энергетические установки. Такие объекты характеризуются наличием металлических конструкций, подземных полостей и электромагнитных помех [3]. Сети Интернеата вещей содержат большое количество беспроводных сенсорных узлов, взаимодействующих между собой для передачи собранных данных на сервер. Однако сенсорные узлы зачастую являются автономными и имеют ограниченный ресурс памяти, вычислительных возможностей и энергии аккумулятора.

Для беспроводных сенсорных сетей важным параметром является время жизни сети, т.е. период времени, в течение которого беспроводная сенсорная сеть должна сохранять свою работоспособность и выполнять свои функции с заданным качеством. В литературе описаны различные методы, обеспечивающие снижение энергопотребления беспроводных сенсоров и увеличение времени жизни сети. К ним относят разработку энергоэффективных протоколов передачи данных, подлежащих передаче от сенсоров [4], разработку алгоритмов маршрутизации [5], сокращение объёма передаваемого трафика, а также применение механизмов энергосбережения, при которых часть сенсорных узлов переводится в спящий режим [6].

Одним из эффективных методов, позволяющих увеличить время жизни сети, является применение мобильного приемника сбора данных [7]. Этот метод позволяет сократить энергозатраты на передачу информации, увеличить пропускную способность по сравнению со статичными беспроводными сетями за счет уменьшения расстояния между приемником и передатчиком и соответствующих этому потерь в среде.

При функционировании сетей IoT в неоднородных сплошных средах пропускная способность значительно уменьшается как за счет геометрии расположения элементов сети, так

и за счет потерь в среде [8]. При развертывании беспроводных сенсорных сетей в неоднородных средах элементы сети функционируют в различных условиях распространения радиосигнала, что обусловлено пространственной изменчивостью параметров среды и наличием дополнительных потерь. В этих условиях использование метода мобильного приёмника позволяет адаптировать топологию сбора данных за счёт изменения его положения, тем самым снижая энергозатраты узлов на передачу информации и создавая дополнительные возможности для увеличения времени жизни сети.

Целью работы является увеличение времени жизни беспроводной IoT сети путем совместной оптимизации траектории движения мобильного приёмника и маршрутизации данных с учётом характеристик неоднородной среды с потерями.

Постановка задачи

Одной из ключевых характеристик беспроводных сенсорных сетей является время жизни сети. В литературе существует несколько подходов к его определению, включая время до разрядки первого узла, время до деградации связности сети, потери покрытия или снижения качества передачи данных. Выбор конкретного определения зависит от требований прикладной задачи и особенностей рассматриваемой системы. Одной из наиболее существенных проблем стационарных сетей является эффект так называемых «горячих точек». Каждый сенсорный узел генерирует данные и передаёт их к приёмнику по многошаговым маршрутам, узлы также пересылают пакеты своих дочерних узлов. Как правило, маршрутизация формирует древовидную структуру, ориентированную к приёмнику, в результате чего основная нагрузка концентрируется на узлах, расположенных в непосредственной близости от него.

В связи с этим одной из ключевых задач является разработка методов маршрутизации, направленных на снижение неравномерности энергопотребления и увеличение времени жизни сети. В работе [9] показано, что энергозатраты на передачу данных существенно зависят от выбора следующего узла маршрута, особенно в условиях регулируемой мощности передачи. При этом задача построения маршрутов, максимизирующих время жизни сети, является вычислительно сложной, что обуславливает необходимость использования эвристических и приближённых методов. В последние годы особое внимание уделяется подходам, основанным на использовании мобильного приёмника [10, 11]. Мобильность приёмника позволяет динамически перераспределять нагрузку в сети и снижать эффект «горячих точек». Маршрутизация данных осуществляется по многошаговым маршрутам с учётом энергетических затрат передачи, а траектория движения приёмника оптимизируется с целью максимизации времени жизни сети.

В работе рассматривается задача энергоэффективной маршрутизации данных и оптимизации траектории движения мобильного приемника с целью максимизации времени жизни сети с двухмерной равномерной сеточной топологией. Сеть сеспроводных сенсорных узлов задается в виде взвешенного графа

$$G = (V, E, w),$$

где $V = \{1, 2, \ldots, N\}$ - множество сенсоров, i-й сенсор имеет координаты $s_i = (x_i, y_i)$, E - множество ребер, $(i, j) \in E$, w - вес ребра. Передача данных в сети происходит в течение эпохи $k = 1,\ldots, K$. При этом каждый узел сети генерирует объем данных g_i^k. Для беспроводной сенсорной сети заданы следующие свойства [11]:

- сенсорные узлы неподвижны, а мобильный приемник периодически меняет своё положение с пренебрежимо малым временем перемещения между двумя позициями;

- расположение мобильного приемника выбирается только из конечного множества $r(k) \in V$ положений сенсорных узлов;

- при расположении мобильного приемника в точке расположения сенсорного узла, мобильный приемник наследует функцию сбора данных этого сенсорного узла.

- процессы передачи и приема данных являются доминирующими факторами энергопотребления сенсорного узла;

- время жизни беспроводной сенсорной сети определяется моментом исчерпания запаса энергии одним из сенсорных узлов.

Для каждой эпохи определяется минимальная суммарная энергетическая стоимость передачи данных от i-го сенсора до мобильного приемника d_i^k. Для каждого узла $s_i^k \neq r(k)$ определяется родительский узел

$$p_i^k = \arg\min_{j \in M_i} \left(d_i^k + w_{ij} \right),$$

где $M_i \in V$ - множество соседих узлов. Обозначим суммарный поток данных, проходящий через узел i в эпоху k, включая собственные данные узла и транзитные данные от других узлов f_i^k. Уравнение баланса потока данных через узел определяется соотношением:

$$f_i^k = g_i^k + \sum_{j \in V : p_i^k = i} f_j^k ,$$

где сумма берется по всем узлам, для которых i-й узел является следующим узлом передачи. Интенсивность передачи и приема данных для узла определяются как:

$$q_i^{TX} = f_i^k \text{ и } q_i^{RX} = \sum_{j : p_i^k = i} f_j^k ,$$

то есть наиболее нагруженными являются узлы, расположенные ближе к приемнику. Каждый *i*-й сенсорный узел имеет начальный запас энергии, равный E_i. Общая энергия, потребляемая *i*-м сенсорным узлом в течение t_k:

$$W_i^k = e_i^{TX} \sum_j q_{ij}^k + e^{RX} \sum_j q_{ji}^k ,$$

где энергии e_i^{TX}, e^{RX}, необходимые сенсорному узлу для передачи и получения единицы данных, джоуль/бит.

В данной работе для моделирования распространения электромагнитных волн в неоднородной сплошной среде используется приближение геометрической оптики, позволяющее описывать процесс распространения через траектории лучей [12]. Для учёта потерь в среде применяется модель слоистой среды, в которой линейно вдоль вертикальной оси изменяется проводимость среды, оставаясь постоянной величиной в поперечном направлении:

$$g_m = -\operatorname{Im}\{\underline{\varepsilon}'_m\} = g_0 + \Delta_g (m-1), \qquad g_m > 0 ,$$

где g_0 – значение коэффициента проводимости среды для слоя с номером *m* =1. Коэффициент Δ_g описывает дискретное изменение коэффициента проводимости при изменении номера слоя. В этом случае диэлектрическая проницаемость становится комплексной величиной, что приводит к комплексному показателю преломления:

$$\underline{\varepsilon}'_m = \varepsilon' - j \frac{\sigma_m \lambda}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx \varepsilon' - j 60 \sigma_m \lambda = \varepsilon' - j g_m , \quad m = 1, ..., M,$$

где $g_m = 60\sigma_m\lambda$ – коэффициент проводимости, $\sigma_m > 0$ – проводимость m-го слоя. Для среды с проводимостью становится комплексным показатель преломления $\underline{n}_m = \sqrt{\underline{\mu}\underline{\varepsilon}_m}$.

При распространении ЭМВ в проводящей среде на расстояние r_m в m-м слое ее амплитуда $\underline{A}_m$ уменьшается по экспоненциальному закону [12]:

$$\tau_m = \frac{\underline{A}_m}{\underline{A}_{m+1}} = \frac{2\underline{Z}_{m+1}}{\underline{Z}_m + \underline{Z}_{m+1}} e^{-\frac{\omega|p_m|}{c} r_m},$$

где $\underline{Z}_m = \sqrt{\frac{\mu'_m \mu_0}{\underline{\varepsilon}'_m \varepsilon_0}}$ – волновое сопротивление среды в рассматриваемом слое, ε_0, μ_0 – электрическая и магнитная постоянные, ω – угловая частота, $\underline{p}_m = \sqrt{\frac{\underline{\varepsilon}'_m}{2}} \sqrt{\sqrt{1+\left(\frac{g_m}{\underline{\varepsilon}'_m}\right)^2} - 1}$ – коэффициент затухания. Распространение волны через слоистую структуру описывается последовательным решением граничных задач на границах раздела M слоёв, через которые проходят передаваемые волны. Коэффициент передачи интенсивности ЭМВ в направлении передачи от i-го сенсорного узла к j-му сенсорному узлу:

$$L_{ij} = \prod_{m=1}^{M_1} T_m(i,j), \; T_m = \frac{\underline{Z}_m}{\underline{Z}_{m+1}} |\tau_m|^2.$$

Пропускная способность передачи информации между сенсорного узла, бит/с:

$$R_{ij}^k = \frac{1}{\Delta t} \log_2 \left(1 + \frac{P_{TX\,ij}^k \Delta t L_{ij}}{N_0}\right),$$

где N_0 – спектральная плотность мощности шума приемника.

Энергия, необходимая для передачи информации в одной эпохе:

$$E_{ij}^k = P_{TX\,ij}^k \times \Delta t \times n_Э = \frac{n_Э}{L_{ij}} N_0 \left(2^{q_{ij}^k / n_Э} - 1\right).$$

Оптимизационная задача заключается в максимизации времени работы беспроводной сенсорной сети как суммы времени всех эпох с учетом введенных ограничений:

$$\max_{\substack{\mathbf{x}_{МП}(k),\, \mathbf{y}_{МП}(k) \\ k=1,\ldots,K_1}} \left(T = \sum_{k=1}^{K_1} t_k\right): \sum_{k:\delta_{is}^k \neq 1} \left(e_i^{TX} \sum_j q_{ij}^k + e^{RX} \sum_j q_{ji}^k\right) - E_i \leq 0, \quad \forall i,$$

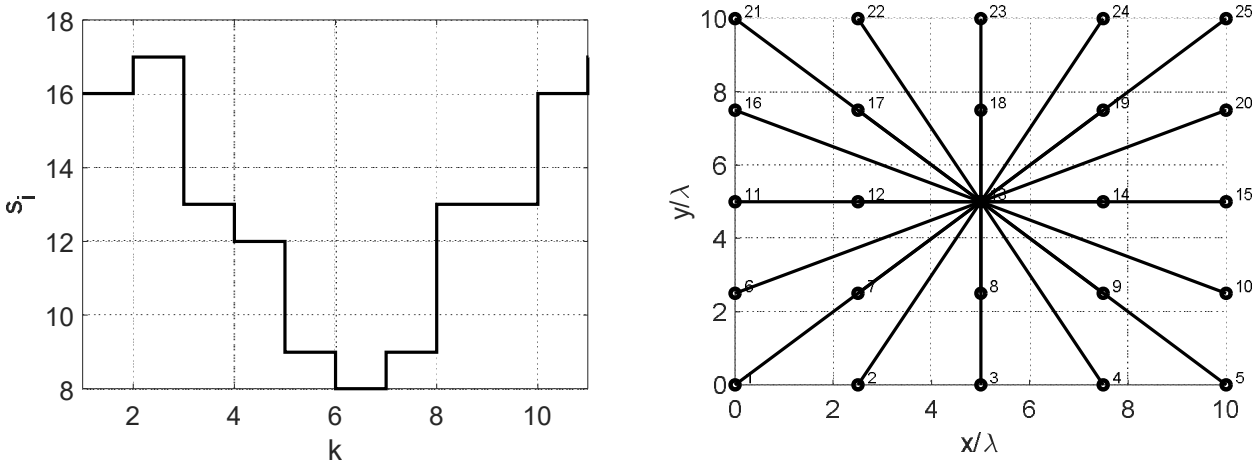
$$q_{ij}^k,\, t_k \geq 0, \quad \forall i,j,k, \; \delta_{is}^k \in \{0,1\}, \quad \forall i,k.$$

Результаты моделирования

Для оценки эффективности оптимизации траектории движения мобильного приемника на время жизни беспроводной сети Интернета вещей в неоднородной среде с потерями проведено численное моделирование работы сети для различных алгоритмов маршрутизации трафика. Рассматривается беспроводная сенсорная сеть, состоящая из 25 узлов, равномерно расположенных на квадратной области $10\lambda \times 10\lambda$ в виде равномерной решётки с шагом 2.5λ. Узлы имеют порядковые номера, начиная с элемента с координатами $(0,0)$, с возрастанием слева направо и снизу вверх. Начальная энергия всех сенсорных узлов при-

нимается одинаковой и равной $E = 200$ Дж. Среда распространения моделируется как слоистая неоднородная структура, содержащая $M = 500$ слоев, в которой проводимость изменяется вдоль вертикальной координаты $g_1 \ldots g_M = 0{,}01 \ldots 0{,}02$. Энергия приема равна $e^{RX} = 0{,}1$ Дж/бит, общий объем передаваемой информации от узла i к узлу j в эпохе равен $q_{ij}^k = 64$ бит, спектральная плотность мощности шума приемника $N_0 = k_Б T_0$, $k_Б = 1{,}38 \times 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана, $T = 300$ К.

В рамках предложенной модели маршрутизация данных от сенсоров к приёмнику осуществляется на основе алгоритмов поиска кратчайших путей в графе. В зависимости от используемой метрики применяются два подхода: поиск в ширину (BFS) и алгоритм Дейкстры [13]. Для маршрутизации данных в однородной среде зачастую применяется алгоритм BFS (breadth-first search, поиск в ширину) для обхода графа без учета весов w. Данный алгоритм обходит все ребра для достижения всех вершин, достижимых из заданной исходной вершины, вычисляя при этом расстояние как минимльное количество рёбер от исходной до каждой достижимой вершины. Таким образом, формируется дерево маршрутизации, в котором каждый узел передаёт данные соседу, находящемуся ближе к приёмнику по числу переходов. Данный подход обладает низкой вычислительной сложностью и используется как базовая модель маршрутизации. На рисунке 1 показаны результаты оптимизации трактории движения мобильного приемника сбора данных сенсоров в неоднородной проводящей среде при маршрутизации данных методом BFS. Оптимизация проведена генетическим алгоритмом с парамиетрами: размер популяции 100, максимальное число поколений 100, начальное значение выбирается случайным образом.



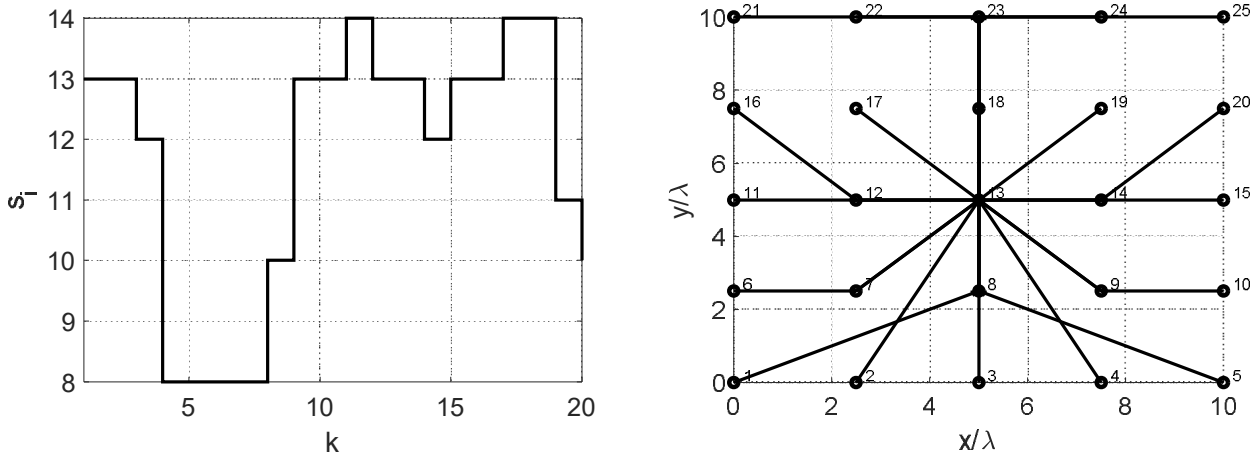
а) б)

Рис. 1. Оптимальная траектория движения мобильного приемника и маршрутизация данных в сети методом BFS

На рисунке 1 а) показана оптимальная траектория движения мобильного приемника в течение 10 эпох. В случае использования стационарного приемника наибольшее время жизни сети составляет 9 эпох и соответсвует случаю, когда приемник находится в положении 13 и его координаты равны $(5\lambda, 5\lambda)$. На рисунке 1 б) точками показано расположение узлов сети, обозначен их порядковый номер, а также представлена маршрутизации данных для случая, когда приемник находится в положении 13. При использовании маршрутизации на основе алгоритма BFS все маршруты сходится через узлы, расположенные в непосредственной близости от приёмника, что приводит к их ускоренному расходу энергии.

При передаче данных в неоднородной среде с изменяющейся проводимостью наблюдаются анизатропные свойства: существуют различные с точки зрения энергозатрат траектории маршрутизации данных, которые могут не совпадать с полученными алгоритмом BFS траекториями. В неоднородной проводящей среде необходимо использовать энергетически оптимальную маршрутизацию данных. В условиях неоднородной среды, где затухание сигнала и энергетические затраты передачи зависят от свойств среды между узлами и мобильным приемником маршрутизация формулируется как задача поиска кратчайшего пути во взвешенном графе. В этом случае каждому канальному коэффициенту между двумя узлами сопоставляется вес $w_{ij} = \frac{n_Э}{L_{ij}} N_0 \left(2^{q_{ij}^k / n_Э} - 1\right)$, отражающий энергетические затраты передачи с учётом величины затуханий. Для нахождения маршрутов с минимальными суммарными энергозатратами p_i^k применяется алгоритм Дейкстры, позволяющий вычислить траекторию с минимальными энергозатратами на передачу данных от каждого узла к приёмнику. В результате формируется дерево маршрутизации, в котором каждый узел выбирает следующий узел передачи таким образом, чтобы минимизировать суммарные потери энергии при передаче данных по сети.

На рисунке 2 показаны результаты оптимизации траетории мобильного приемника для случая маршрутизации данных с использованием алгоритма Дейкстры.Оптимизация проведена генетическим алгоритмом с теми же параметрами. Для удобства сравнения результатов вектор начальных значений в задаче оптимизации выбирались такими же, как и в предыдущем случае.



а) б)

Рис. 2. Оптимальная траектория движения мобильного приемника и маршрутизация данных в сети методом Дейкстры

В рассматриваемом случае при размещении приёмника в позиции 13 также достигается оптимальное время жизни стационарного приёмника равное 17 эпохам. Применение мобильного приемника, движущегося по оптимальной траектории, повышает время жизни сети до 19 эпох. Результаты сравнительного анализа алгоритмов маршрутизации данных в беспроводных сетях показывают, что алгоритм Дейкстры в неоднородной проводящей среде позволяет получить выигрыш по времени жизни сети для рассматриваемого случая 90%. Анализ результатов, представленных на рисунке 2 б), показывает, что при использовании алгоритма Дейкстры маршрутизация формируется с учётом энергетических затрат передачи, обусловленных неоднородностью среды. В отличие от BFS, маршруты не являются строго кратчайшими по числу переходов, а отклоняются в направлениях, обеспечивающих меньшие потери сигнала. Особенностью полученной структуры маршрутов является их асимметрия,

обусловленная градиентом проводимости среды, часть трафика перенаправляется через альтернативные узлы, даже если это приводит к увеличению длины маршрута. Это позволяет снизить нагрузку на узлы, расположенные в непосредственной близости от приёмника, и уменьшить эффект «горячих точек».

Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда 24-29-00850, https://rscf.ru/en/project/2429-00850/ в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

Выводы

В работе исследована задача увеличения времени жизни беспроводной сенсорной сети в неоднородной проводящей среде с учётом энергетических затрат передачи. Показано, что маршрутизация на основе алгоритма BFS приводит к неравномерному распределению трафика и возникновению эффекта «горячих точек», вследствие чего узлы, расположенные вблизи приёмника, быстро истощают свои энергетические ресурсы. Введение энергетически оптимальной маршрутизации на основе алгоритма Дейкстры позволяет учитывать свойства среды и перераспределять потоки данных по менее затратным маршрутам, что снижает нагрузку на критические узлы сети. Установлено, что наибольший эффект достигается при совместной оптимизации маршрутизации и траектории движения мобильного приёмника. Такой подход обеспечивает более равномерное распределение нагрузки как в пространстве, так и во времени, что приводит к существенному увеличению времени жизни сети. Полученные результаты подтверждают эффективность комплексного учёта характеристик среды и мобильности приёмника при проектировании энергоэффективных беспроводных сенсорных сетей.

Библиографический список

1. Hart, J. K., Martinez, K. Environmental sensor networks: A revolution in the earth system science? // Earth-Science Reviews. – 2006.

2. Gubbi, J., Buyya, R., Marusic, S., Palaniswami, M. Internet of Things (IoT): A vision, architectural elements, and future directions // Future Generation Computer Systems. – 2013. – Vol. 29, №7. – Pp. 1645–1660.

3. Ikeda, H., Kolade, O., Mahboob, M. A., Cawood, F. T., Kawamura, Y. Communication of Sensor Data in Underground Mining Environments: An Evaluation of Wireless Signal Quality over Distance // Mining. – 2021. – Vol. 1. – Pp. 211–223.

4. Dam, T., Langendoen, K. An adaptive energy-efficient MAC protocol for wireless sensor networks // Proceedings of the First ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys). – 2003.

5. Schurgers, C., Srivastava, M. Energy efficient routing in wireless sensor networks // MILCOM: Communications for Network-Centric Operations. – 2001.

6. Грачев М.В., Титов А.А. Анализ методов и алгоритмов проектирования энергоэффективных беспроводных сенсоров интернета вещей // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2024. № 90. С. 3-13.

7. Koc, M., Korpeoglu, I. Controlled Sink Mobility Algorithms for Wireless Sensor Networks // International Journal of Distributed Sensor Networks. – 2014.

8. Maxim Grachev, Yuri Parshin. Channel Capacity and Efficiency Energy of Small-Size IoT Sensor in MIMO Communication System // 2022 11th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO) Budva, Montenegro, June 7th-10th 2022, pp. 151-154.

9. Chang, J., Tassiulas, L. Maximum lifetime routing in wireless sensor networks // IEEE/ACM Transactions on Networking. – 2004. – Vol. 12, №4.

10. Basagni, S., Carosi, A., Melachrinoudis, E., Petrioli, C., Wang, M. Controlled sink mobility for prolonging wireless sensor networks lifetime // Wireless Networks (WINET). – 2007.

11. Luo, J., Hubaux, J. P. Joint mobility and routing for lifetime elongation in wireless sensor networks // IEEE INFOCOM. – 2005.

12. Семенцов, Д. И., Афанасьев, С. А., Санников, Д. Г. Основы теории распространения электромагнитных волн: учебное пособие. – Ульяновск: УлГУ, 2012. – 112 с.

13. Левитин, А. В. Алгоритмы. Введение в разработку и анализ. – М.: Вильямс, 2006. – 576 с.

УДК 621.373.5; ГРНТИ 47.47

ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУР СОСТАВНОГО АКТИВНОГО ПРИБОРА В ГЕНЕРАТОРНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Д.В. Касьянов, А.С. Богданов
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, danilich62@mail.ru, bogas_55@mail.ru

Аннотация. Рассматриваются вопросы оптимизации структур составных активных приборов (САП) применительно к мощным высокочастотным генераторным и автогенераторным каскадам радиотехнических устройств. Рассматриваются различные режимные и корректирующие цепи, входящие в структуру САП. Предложен подход, который может служить основой для выбора структуры при проектировании генераторных и автогенераторных каскадов различного назначения.
Ключевые слова: составной активный прибор, автогенератор, режимная цепь.

OPTIMIZATION OF COMPOSITE ACTIVE DEVICE STRUCTURES IN OSCILLATOR CIRCUITS

D.V. Kasyanov, A.S. Bogdanov
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russian Federation, Ryazan, danilich62@mail.ru, bogas_55@mail.ru

Abstract . The issues of optimizing the structures of composite active devices (CAD) as applied to high-power high-frequency oscillator and self-oscillator stages of radio engineering devices are considered. Various bias and correction circuits that are part of the CAD structure are examined. An approach is proposed that can serve as a basis for selecting the structure when designing oscillator and self-oscillator stages for various purpose.
Keywords : composite active device, oscillator, bias circuit.

Составной активный прибор (САП) – многотранзисторный активный прибор, в котором два и более одиночных транзисторов с разной номинальной мощностью, увеличивающейся от входа к выходу, собраны по схеме Дарлингтона, при этом выходные электроды подключены к общей нагрузке. Важнейшей особенностью САП является включение в его структуру режимной цепи, обеспечивающей решение одной или нескольких следующих задач: работа САП с отсечкой тока, фазирование выходных токов в общей нагрузке, увеличение быстродействия и широкополосности [1].

За прошедшие десятилетия накоплен опыт применения САП в генераторных и автогенераторных устройствах. Разработаны автогенераторы, стабилизированные кварцевым резонатором на объемных типах колебаний, а также автогенераторы с линией задержки на поверхностно-акустических волнах (ПАВ). Для обеспечения эффективной работы в структуру САП вводятся разнообразные режимные цепи, часть из которых запатентована. В статье сделан обзор возможных режимных цепей для различных генераторных и автогенераторных каскадов и на основе анализа выявленных энергетических характеристик даются рекомендации по их использованию в аппаратуре.

Если сравнивать САП с двухкаскадным усилителем на одиночных транзисторах, то двухкаскадный усилитель позволяет оптимизировать нагрузку и углы отсечки каждого каскада, обеспечивая высокий коэффициент усиления, однако входное сопротивление первого каскада остаётся сравнительно низким. Составной транзистор, особенно если в качестве первого входного используется полевой транзистор, даёт повышенное входное сопротивление. Это позволяет более эффективно использовать малую мощность, поступающую по цепи положительной обратной связи и мы получаем возможность работать при жёстком ограничении по входному сигналу, сохраняя стабильность частоты.

Для мощных и высокочастотных двухтранзисторных САП свойственны проблемы температурной нестабильности, влияние паразитных ёмкостей. Для решение данной проблемы требуется ввести в состав САП дополнительные элементы – режимные и корректирую-

щие цепей. Под оптимизацией структуры понимается замена одних режимных цепей другими, введение корректирующих элементов и подбор разных типов транзисторов для достижения максимальной эффективности под конкретную задачу.

Ниже представлены основные разновидности режимных цепей, применяемых в структурах САП:

Дополнительный маломощный источник питания - используется для создания отрицательного напряжения смещения или для питания цепей форсированного рассасывания объемного заряда из области базы выходного транзистора САП. Позволяет эффективно управлять закрытием выходного транзистора.

Диодно-дроссельная цепь – пассивная цепь, которая создаёт путь для отвода (рассасывания) избыточного заряда из базы выходного транзистора во время его запирания. Используется для ускорения процесса выключения [1].

Режимный диод Куликова - диод, включённый между базой выходного транзистора и источником сигнала. Его задача шунтировать переход база-эмиттер в момент запирания, обеспечивая быстрое рассасывание заряда [1].

Цепь коррекции – межкаскадная цепь (обычно на LC-элементах), которая решает две задачи: согласует выход первого транзистора со входом второго и компенсирует фазовый сдвиг между выходными токами обоих транзисторов, обеспечивая их синфазное сложение в общей нагрузке на фиксированной частоте [2].

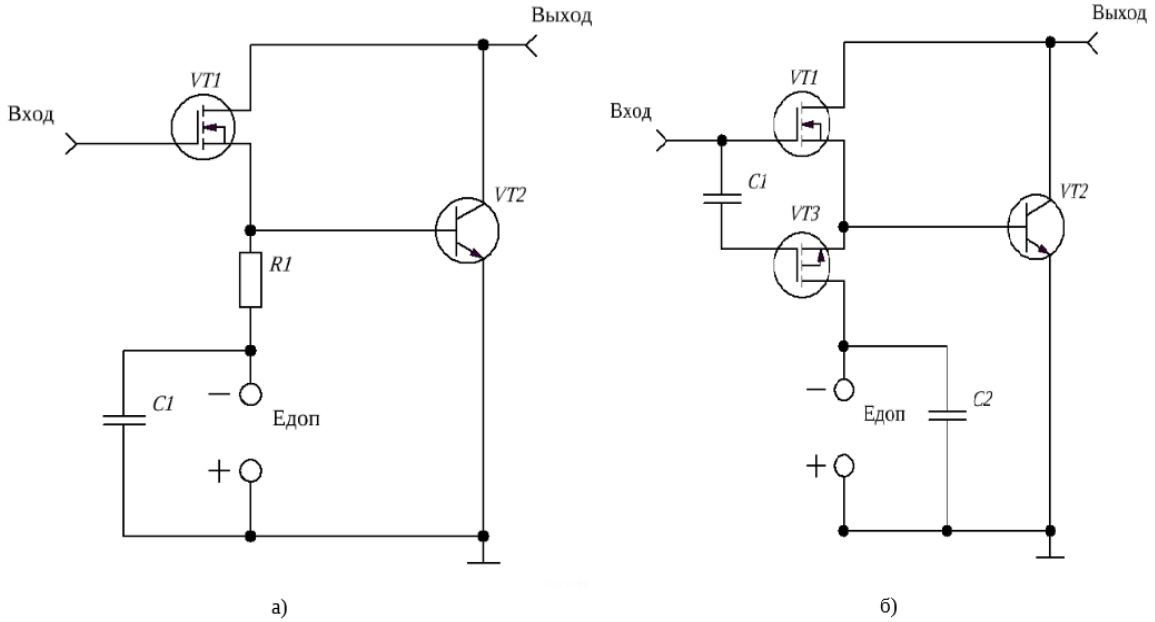
Синхронно работающий диод Куликова – усовершенствованная версия, где диод работает строго синхронно и противофазно с входным транзистором. Резистор в цепи диода позволяет точно подстроить момент его открывания под момент запирания первого транзистора, что максимизирует КПД [3].

Полевой транзистор, управляемый со входа, даёт высокое входное сопротивление, но из-за слабого усиления требует большой входной мощности, что ограничивает его применение в мощных кварцевых генераторах [4].

Полевой транзистор, управляемый с выхода, он питается сигналом, снятым с выхода каскада (с поворотом фазы на 180°), что позволяет использовать транзисторы одинаковой проводимости и минимизирует потребление ВЧ-мощности по цепи положительной обратной связи [4].

Фазовый корректор – специализированное устройство (часто на ПАВ или в виде фазовращающих LC-звеньев), которое вносит заданный фазовый сдвиг, сохраняя синфазность токов транзисторов во всей полосе рабочих частот. Ключевой элемент для перестраиваемых широкополосных автогенераторов [5].

Некоторые из данных цепей рассмотрим более подробно. На рис. 1а приведена схема гибридного составного транзистора (ГСТ) с режимным резистором R1, включённым между истоком полевого транзистора VT1 и базой биполярного транзистора VT2. Резистор обеспечивает путь для тока рассасывания неосновных носителей из базы VT2 при запирании VT1. Конденсатор C1 служит для фильтрации ВЧ помех по цепям питания, обеспечивая стабильность работы дополнительного источника $E_{доп}$. Дополнительный источник питания $E_{доп}$ создаёт отрицательное смещение, ускоряющее закрытие выходного транзистора.

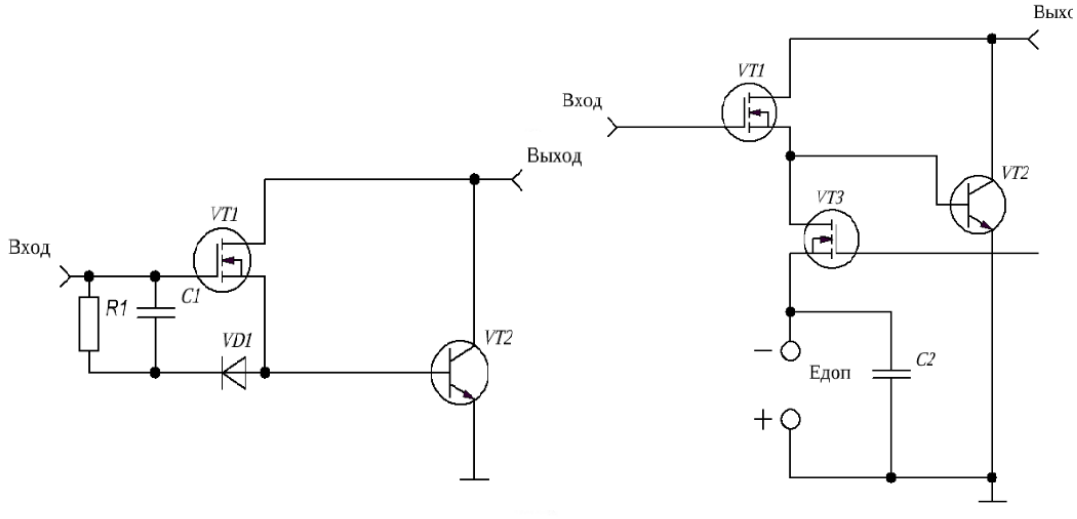


а) б)

Рис. 1. ГСТ: а) – с режимным резистором; б) – с режимным транзистором, управляемым с входа

Более сложная структура САП включает режимный полевой транзистор, управляемый со входа (рис.1б). Транзистор VT3 подключен со входа с помощью разделительного конденсатора С1, При таком включении VT3 создаёт путь для рассасывания неосновных носителей из базы VT2 в момент запирания VT1, однако из-за слабого усиления в схеме с общим стоком для эффективной работы требуется повышенная входная мощность, что проблематично при использовании кварцевого резонатора в цепи положительной обратной связи. Конденсатор С2 служит для фильтрации высокочастотных помех по цепям дополнительного источника питания.

На рис. 2а режимная цепь выполнена на диоде Куликова. Резистор R1 служит для точной подстройки момента открывания диода, обеспечивая его синхронную работу с транзистором VT1: когда VT1 запирается, VD1 открывается, создавая путь для рассасывания неосновных носителей из базы VT2. Такое согласование позволяет минимизировать сквозные токи и повысить КПД каскада. Конденсатор С1 выполняет функцию развязки по постоянному току и фильтрации высокочастотных помех в цепи управления диодом.



а) б)

Рис. 2. ГСТ: а) – с синхронно работающим режимным диодом;
б) – с режимным транзистором управляемым с выхода

Наиболее удачным решением является цепь с режимным транзистором (рис. 2б). Режимный транзистор VT3 включён по схеме с общим истоком, поэтому эффективно усиливает мощность, потребляемую с выхода каскада, минуя кварцевый резонатор. Транзисторы VT1 и VT3 одинаковой проводимости, так как с выходного контура приходит противофазный сигнал. Конденсатор C1 служит для фильтрации высокочастотных помех по цепям дополнительного источника питания.

В таблице представлены примеры автогенераторных каскадов на составного активного прибора различного назначения, использующих различные режимные цепи и стабилизирующие частоту элементы.

Таблица. Примеры автогенераторных каскадов на САП различного назначения

Назначение устройства	САП	Режимные цепи	Стабилизирующий элемент
Кварцевый автогенератор на биполярном составном транзисторе с частотой 10 МГц и мощностью 1 Вт	Общий эмиттер-общий эмиттер	Диодно-дроссельные цепи, диод Куликова	Кварцевый резонатор на объёмных типах колебаний
Кварцевый автогенератор на гибридном составном транзисторе с частотой 10 МГц и мощностью 3 Вт	Общий исток-общий эмиттер	Полевой транзистор, управляемый со входа или с выхода каскада	Кварцевый резонатор на объёмных типах колебаний
Автогенераторы с элементами на поверхностных акустических волнах 500 МГц и мощностью 10 Вт	Общий исток-общий эмиттер	Цепь коррекции	Кварцевый резонатор на поверхностных акустических волнах
Синхронизированный автогенератор	Общий исток-общий эмиттер	Полевой транзистор	Стабилизирующий элемент отсутствует
Перестраиваемый автогенератор повышенной мощности на составном активном приборе с фазовой коррекцией	Общий исток-общий эмиттер	Фазовый корректор	Линия задержки (на поверхностных акустических волнах)

Таким образом, под определенные задачи проектирования стабильных автогенераторов на частоты и мощности, указанных в таблице, рекомендуются конкретные структуры САП, режимные цепи и стабилизирующие элементы, гарантирующие повышение энергетических показателей радиотехнических устройств и качество формируемых ими радиосигналов.

Библиографический список

1. Судаков Ю.И., Елистратов Н.Ф., Чистяков И.Н. Анализ и оценка схем структур составных транзисторов, пригодных для мощного генератор и радиопередатчико строения / Рязан. радиотехн. инт. Рязань, 1982. 38 с. Деп. в ВИМИ, 1983. № 37210.

2. А.с. 1424115 СССР. Высокочастотный составной транзистор / Ю.И. Судаков, А.С. Богданов, Д.Я. Нагорный. № 4135391/24-09; Заявл. 17.10.86; Опубл. 1988. Бюл. № 34.

3. А.с. 1059656 СССР. Кварцевый автогенератор / Ю.И. Судаков, И.Н. Чистяков, Н.Ф. Елистратов. Заявл. 11.01.82; Опубл. 1983. Бюл. № 45.

4. А.с. 1337984 СССР. Кварцевый генератор / Ю.И. Судаков, Е.А. Петров. Опубл. 1987. Бюл. № 34.

5. Патент РФ 2394356. Автогенератор / В.П. Лищишин, А.С. Богданов. Заявка 2009105100; Опубл. 10.07.2010, Бюл. № 19.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ОДНОПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ МЕТОД СТАБИЛИЗАЦИИ КВАДРОКОПТЕРА

О.А. Стафоркин, А.В. Ксендзов
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Рязань, olegstaforkin@mail.ru

Аннотация. В работе рассматривается метод стабилизации квадрокоптера, основанный на настройке поиском минимума одномерной функции.
Ключевые слова: квадрокоптер, гироскоп, акселерометр, фильтрация, управление.

ONE-PARAMETER METHOD FOR STABILIZING A QUADCOPTER

O.A. Staforkin, A.V. Ksendzov
Ryazan State Radio Engineering University, Ryazan olegstaforkin@mail.ru

Abstract. The paper considers a method for stabilizing a quadcopter based on tuning by finding the minimum of a one-dimensional function.
Keywords: MEMS, quadcopter, gyroscope, accelerometer, filtering, control.

Введение

В наше время наиболее распространённым методом стабилизации квадрокоптера является использование PID регуляторов. Однако реализация такого вида стабилизации затруднена тем, что для правильной настройки PID регулятора необходимо найти точку минимума функции времени регуляции в трёхмерном пространстве, если рассматривать три аргумента этой функции: пропорциональную составляющую, интегрирующую составляющую и дифференцирующую составляющую PID регулятора.

В данной статье представлен метод стабилизации квадрокоптера, требующий настройки лишь одного коэффициента, что сведёт задачу поиска минимального времени регуляции к задаче поиска минимума одномерной функции.

Описание исследуемой модели

Структурная схема исследуемой модели квадрокоптера представлена на рисунке 1.

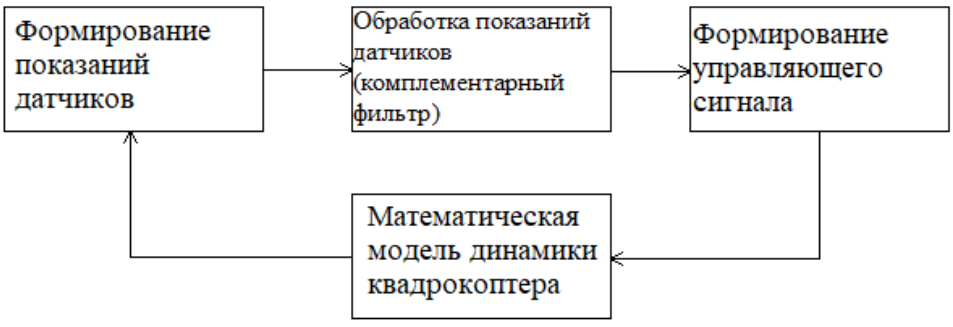


Рис. 1. Структурная схема исследуемой модели квадрокоптера

1. В блоке “Формирование показаний датчиков” происходит формирование показаний гироскопа и акселерометра в виде векторов.

Показания акселерометра формируются путём суммирования вектора поступательного ускорения в связанной системе координат $\overrightarrow{a_B}$, вектора ускорения свободного падения в связанной системе координат $\overrightarrow{g_B}$ и вектора $\overrightarrow{n_{acc}}$, который представляет из себя аддитивный гауссовский шум:

$$\overrightarrow{a_{acc}} = \begin{pmatrix} a_{acc_x} \\ a_{acc_y} \\ a_{acc_z} \end{pmatrix} = \overrightarrow{a_B} + \overrightarrow{g_B} + \begin{pmatrix} n_{acc_x} \\ n_{acc_y} \\ n_{acc_z} \end{pmatrix} = \overrightarrow{a_B} + \overrightarrow{g_B} + \overrightarrow{n_{acc}}.$$

Показания гироскопа $\overrightarrow{\omega_{gyro}}$ формируются путём суммирования вектора угловой скорости в связанной системе координат $\overrightarrow{\omega_B}$ и вектора $\overrightarrow{n_{gyro}}$, который представляет из себя аддитивный гауссовский шум:

$$\overrightarrow{\omega_{gyro}} = \begin{pmatrix} \omega_{gyro_x} \\ \omega_{gyro_y} \\ \omega_{gyro_z} \end{pmatrix} = \overrightarrow{\omega_B} + \begin{pmatrix} n_{gyro_x} \\ n_{gyro_y} \\ n_{gyro_z} \end{pmatrix} = \overrightarrow{\omega_B} + \overrightarrow{n_{gyro}}.$$

2. Блок “Обработка показаний датчиков” представляет собой комплементарный фильтр, который суммирует значения, полученные с акселерометра после прохождения ФНЧ, и значения, полученные с гироскопа после их прохождения через ФВЧ:

$$\phi = \alpha * \arcsin\left(\frac{a_{acc_y}}{\|\overrightarrow{a_{acc}}\|}\right) + (1-\alpha) * \left(\phi' + \omega_{gyro_x} * dt\right),$$

где ϕ – угол крена, $\|\overrightarrow{a_{acc}}\|$ – норма вектора $\overrightarrow{a_{acc}}$,

ϕ' - предыдущий угол крена

$$\theta = \alpha * \arcsin\left(\frac{a_{acc_x}}{\|\overrightarrow{a_{acc}}\|}\right) + (1-\alpha) * \left(\theta' + \omega_{gyro_y} * dt\right),$$

где ϕ – угол тангажа, ϕ' - предыдущий угол тангажа

$$\psi = \psi' + \omega_{gyro_z} * dt,$$

где ψ – угол курса, ψ' - предыдущий угол курса

Оценка угловой скорости $\overrightarrow{\widehat{\omega_B}}$ рассчитывается следующим образом:

$$\overrightarrow{\widehat{\omega_B}} = \begin{pmatrix} \widehat{\omega}_{B_x} \\ \widehat{\omega}_{B_y} \\ \widehat{\omega}_{B_z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \phi - \phi' \\ \theta - \theta' \\ \psi - \psi' \end{pmatrix} \cdot \frac{1}{dt}$$

3. Блок “Формирование управляющего сигнала” выполняет нижеописанные функции.

3.1. Преобразование углов Эйлера (ϕ, θ, ψ) в вектор отклонения $\vec{e}$.

$$\vec{e} = \begin{pmatrix} e_x \\ e_y \\ e_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\phi) \\ \sin(\theta) \\ \sqrt{1 - \sin(\phi)^2 - \sin(\theta)^2} \end{pmatrix}$$

3.2. Определение нужного вектора поворота $\overrightarrow{rot_vec}$

$$\overrightarrow{rot_vec} = \overrightarrow{e_{target}} \times \vec{e},$$

где $\overrightarrow{e_{target}}$ – вектор задаваемый начальными условиями, соответствует направлению вертикали желаемого положения квадрокоптера,

$\times$ - оператор векторного произведения:

$$\overrightarrow{n_{rot_vec}} = \frac{\overrightarrow{rot_vec}}{\|\overrightarrow{rot_vec}\|},$$

где $\overrightarrow{n_{rot_vec}}$ – вектор направления желаемого поворота, отсчитываемого против часовой стрелки в нормальной плоскости при направлении самого вектора на точку зрения,

$\|\overrightarrow{rot_vec}\|$ – норма вектора желаемого поворота.

Если считать, что поворот вокруг оси z не требуется, можно работать с двумерными векторами:

$$\overrightarrow{n_{rot_vec_2d}} = \begin{pmatrix} n_{rot_vec_x} \\ n_{rot_vec_y} \end{pmatrix},$$
$$\vec{\omega}_{B_2d} = \begin{pmatrix} \widehat{\omega}_{B_x} \\ \widehat{\omega}_{B_y} \end{pmatrix}.$$

Затем вычисляется целевая угловая скорость $\overrightarrow{\omega_{target}}$, к которой необходимо стремиться для достижения заданного положения квадрокоптера $\overrightarrow{e_{target}}$:

$$\overrightarrow{\omega_{target}} = \overrightarrow{n_{rot_vec_2d}} \cdot \sqrt{2 \cdot \|\overrightarrow{rot_vec}\| \cdot a_{max}} \ ,$$

где a_{max} – значение, определяемое техническими характеристиками двигателей и моментом инерции квадрокоптера, соответствует угловому ускорению, которое приобретает квадрокоптер при создании максимального по модулю момента вращения

$$\overrightarrow{\omega_{\Delta}} = \overrightarrow{\omega_{target}} - \overrightarrow{\omega_{B_2d}},$$

где $\overrightarrow{\omega_{\Delta}}$ - необходимое изменение вектора угловой скорости, для достижения целевой угловой скорости $\overrightarrow{\omega_{target}}$.

Задаются векторы осей вращения квадрокоптера:

$$\overrightarrow{b_1} = \begin{pmatrix} 0.707 \\ 0.707 \end{pmatrix},$$
$$\overrightarrow{b_2} = \begin{pmatrix} 0.707 \\ -0.707 \end{pmatrix}.$$

Управляющий сигнал для двигателей, рассчитывается через скалярное произведение:

$$U_1 = \overrightarrow{\omega_{\Delta}} \cdot \overrightarrow{b_2},$$
$$U_2 = \overrightarrow{\omega_{\Delta}} \cdot \overrightarrow{b_1},$$
$$U_3 = -\overrightarrow{\omega_{\Delta}} \cdot \overrightarrow{b_1},$$
$$U_4 = -\overrightarrow{\omega_{\Delta}} \cdot \overrightarrow{b_2}.$$

4. Блок “Математическая модель динамики квадрокоптера” выполняет нижеописанные функции.

4.1. Поступательное движение:

$$\overrightarrow{\omega_r} = \begin{pmatrix} 0.0 & 0.0 & \omega_{r1} \\ 0.0 & 0.0 & \omega_{r2} \\ 0.0 & 0.0 & \omega_{r3} \\ 0.0 & 0.0 & \omega_{r4} \end{pmatrix}^T = K_{\omega} \cdot \begin{pmatrix} 0.0 & 0.0 & U_1 \\ 0.0 & 0.0 & U_2 \\ 0.0 & 0.0 & U_3 \\ 0.0 & 0.0 & U_4 \end{pmatrix}^T = K_{\omega} \cdot \vec{U},$$

где $\overrightarrow{\omega_r}$ – матрица, состоящая из векторов угловых скоростей роторов квадрокоптера,

K_{ω} - коэффициент пропорциональности сигнала управления к числу оборотов ротора,

$\omega_{r1}, \omega_{r2}, \omega_{r3}, \omega_{r4}$ – угловые скорости роторов квадрокоптера.

$$\overrightarrow{F_B} = K_T \cdot \begin{pmatrix} 0.0 & 0.0 & \omega_{r1}^2 \\ 0.0 & 0.0 & \omega_{r2}^2 \\ 0.0 & 0.0 & \omega_{r3}^2 \\ 0.0 & 0.0 & \omega_{r4}^2 \end{pmatrix}^T,$$

где $\overrightarrow{F_B}$ – матрица, состоящая из векторов сил, создаваемых роторами в связанной системе координат,

K_T - коэффициент пропорциональности угловой скорости ротора и создаваемой им тяги.

$$\overrightarrow{F_I} = \overrightarrow{R_{IB}} \cdot \overrightarrow{F_B},$$

где $\overrightarrow{F_I}$ – матрица, состоящая из векторов сил, создаваемых роторами квадрокоптера в инерциальной системе координат,

$\overrightarrow{R_{IB}}$ – матрица перехода от связанной системы координат к инерциальной системе координат.

$$\overrightarrow{r_I} = \overrightarrow{R_{IB}} \cdot \overrightarrow{r_B},$$

где $\overrightarrow{r_I}$ – матрица, состоящая из радиус-векторов задающих положение осей роторов относительно центра масс квадрокоптера в связанной системе координат,

$\overrightarrow{r_B}$ – матрица, состоящая из радиус-векторов задающих положение осей роторов относительно центра масс квадрокоптера в инерциальной системе координат.

$$\overrightarrow{F_{I_total}} = sum(\overrightarrow{F_I}) + \overrightarrow{g_I} * m,$$

где $\overrightarrow{F_{I_total}}$ – равнодействующая сила приложенная к корпусу квадрокоптера,

$\overrightarrow{g_I}$ – вектор ускорения свободного падения в инерциальной системе координат,

m – масса квадрокоптера.

$$\overrightarrow{P_I} = \overrightarrow{P_I} + \overrightarrow{F_{I_total}} * dt,$$

где $\overrightarrow{P_I}$ – импульс квадрокоптера.

$$\overrightarrow{a_I} = \overrightarrow{F_{I_total}} / m,$$

где $\overrightarrow{a_I}$ – поступательное ускорение квадрокоптера в инерциальной системе координат.

$$\overrightarrow{V_I} = \overrightarrow{P_I} / m,$$

где $\overrightarrow{V_I}$ – скорость квадрокоптера в инерциальной системе координат.

$$\overrightarrow{X_I} = \overrightarrow{X_I} + \overrightarrow{V_I} \cdot dt,$$

где $\overrightarrow{\mathrm{X_I}}$ – радиус-вектор текущего положения квадрокоптера в инерциальной системе координат.

4.2. Вращательное движение:

Момент силы рамы квадрокоптера состоит из трёх компонент:

-момент силы создаваемый сигналами управления $\overrightarrow{M_u}$:

$$\overrightarrow{M_u} = sum(\overrightarrow{r_B} \times \overrightarrow{F_B}) + K_p \cdot \begin{pmatrix} 0.0 \\ 0.0 \\ \omega_{r1}^2 + \omega_{r2}^2 - \omega_{r3}^2 - \omega_{r4}^2 \end{pmatrix},$$

где K_p – коэффициент пропорциональности квадрата угловой скорости вращения ротора и создаваемым им моментом вращения по курсу;

Момент силы создаваемый гироскопическим моментом роторов $\overrightarrow{M_{gyro}}$:

$$\overrightarrow{M_{gyro}} = \sum_i \overrightarrow{\omega_B} \times \left(\overrightarrow{I_r} \cdot \begin{pmatrix} 0.0 \\ 0.0 \\ \omega_{ri} \end{pmatrix} \right),$$

где $\overrightarrow{I_r}$ – момент инерции ротора,

$\overrightarrow{\omega_B}$ – угловая скорость квадрокоптера в связанной системе координат;

Момент силы создаваемый аэродинамическим сопротивлением воздуха $\overrightarrow{M_{aero}}$:

$$\overrightarrow{M_{aero}} = -\overrightarrow{K_d} \cdot \overrightarrow{\omega_B},$$

где $\overrightarrow{K_d}$ – диагональная матрица коэффициентов сопротивления воздуха от угловой скорости квадрокоптера.

Общий момент в связанной системе координат $\overrightarrow{M_B}$ является суммой трёх компонент:

$$\overrightarrow{M_B} = \overrightarrow{M_u} + \overrightarrow{M_{gyro}} + \overrightarrow{M_{aero}}$$

Переход в инерциальную систему отсчёта, так как в ИСО сохраняется момент импульса системы:

$$\overrightarrow{M_I} = \overrightarrow{R_{IB}} \cdot \overrightarrow{M_B},$$

где $\overrightarrow{M_I}$ – момент сил в инерциальной системе координат.

$$\overrightarrow{L_I} = \overrightarrow{L_I} + \overrightarrow{M_I} \cdot dt,$$

где $\overrightarrow{L_I}$ - момент импульса квадрокоптера в инерциальной системе координат.

$$\overrightarrow{L_B} = \overrightarrow{R_{BI}} \cdot \overrightarrow{L_I},$$

где $\overrightarrow{L_B}$ - момент импульса квадрокоптера в связанной системе координат,

$\overrightarrow{R_{BI}}$ – матрица перехода от инерциальной системы координат к связанной.

$$\overrightarrow{\omega_B} = \vec{I}^{-1} \cdot \overrightarrow{L_B},$$

где $\vec{I}$ – тензор момента инерции квадрокоптера.

$$\overrightarrow{\omega_I} = \overrightarrow{R_{IB}} \cdot \overrightarrow{\omega_B},$$

где $\overrightarrow{\omega_I}$ – угловая скорость квадрокоптера в инерциальной системе координат.

Расчёт матрицы поворота вокруг оси $\overrightarrow{\omega_{\text{In}}} = \frac{\overrightarrow{\omega_I}}{\|\overrightarrow{\omega_I}\|} = \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix}$ на угол $\varphi = \| \overrightarrow{\omega_I}\| \cdot \text{dt}$ для **правой** тройки векторов:

$$\overrightarrow{R_\omega} = \begin{pmatrix} cos\varphi + (1-cos\varphi)x^2 & (1-cos\varphi)xy - (sin\varphi)z & (1-cos\varphi)xz + (sin\varphi)y \\ (1-cos\varphi)yx + (sin\varphi)z & cos\varphi + (1-cos\varphi)y^2 & (1-cos\varphi)yz - (\sin\varphi)x \\ (1-cos\varphi)zx - (sin\varphi)y & (1-cos\varphi)zy + (sin\varphi)x & cos\varphi + (1-cos\varphi)z^2 \end{pmatrix}.$$

Пересчёт матрицы $\overrightarrow{R_{BI}}$:

$$\overrightarrow{R_{BI}} = \overrightarrow{R_\omega} \cdot \overrightarrow{R_{BI}}.$$

Пересчёт матрицы $\overrightarrow{R_{IB}}$:

$$\overrightarrow{R_{IB}} = \overrightarrow{R_{BI}^T}.$$

Формирование управляющего сигнала

В ходе работы был разработан метод формирования управляющего сигнала, оптимального по времени регуляции и требующего поиска минимума одномерной функции. Суть метода состоит в том, чтобы изменить значение угловой скорости квадрокоптера таким образом, чтобы оно стремилось к некоторому целевому значению, которое рассчитывается по следующей формуле:

$$\overrightarrow{\omega_{target}} = \overrightarrow{n_{rot_vec_2d}} \cdot \sqrt{2 \cdot \|\overrightarrow{rot_vec}\| \cdot a_{max}}$$

Для расчёта w_{target} необходимо знать значение a_{max}, которое соответствует максимальному угловому ускорению, которое способны обеспечить двигатели данного квадрокоптера. Оно зависит от момента инерции квадрокоптера и от максимальной мощности двигателей. Один из методов определения amax заключается в наблюдении за кривыми регуляризации квадрокоптера

На рисунках 2-4 приведены графики стабилизации крена квадрокоптера при установлении разных значений a_{max}:



Рис. 2. a_{max}=3

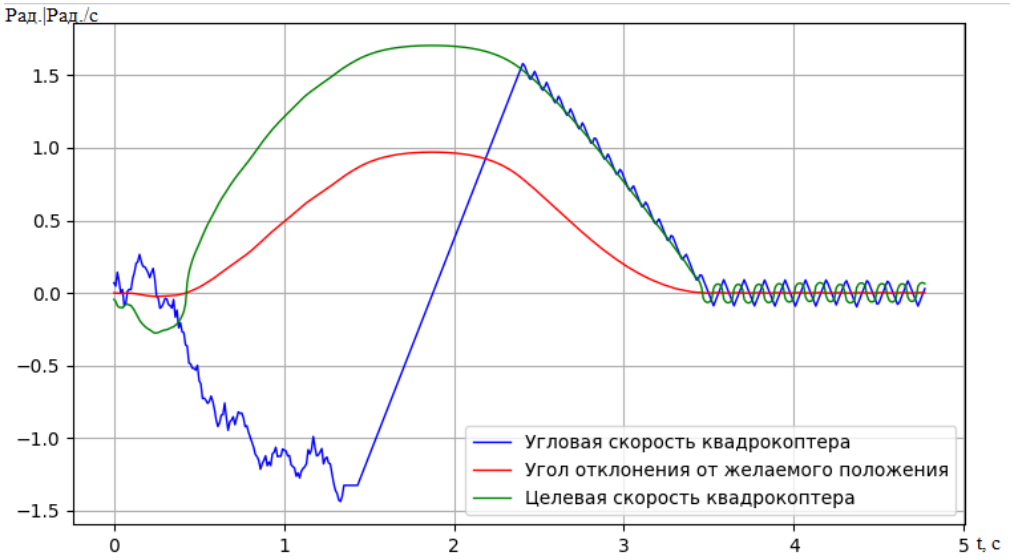


Рис. 3. a_{max}=15

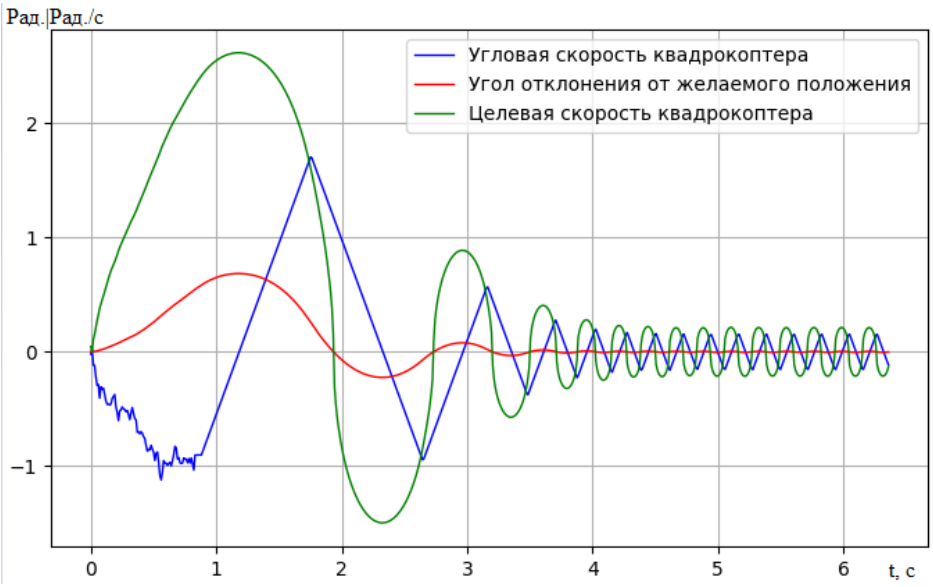


Рис. 4. a_{max}=50

На первом графике установленное значение a_{max} меньше того которое соответствует описываемым условиям модели квадрокоптера, это заметно по многочисленным колебаниям синего графика относительно зелёного во время режима стабилизации. На втором графике синяя линия почти повторяет зелёную, значит значение a_{max} подобрано почти точно. На третьем графике синий график значительно более инерциален чем зелёный, это говорит о том, что заданное a_{max} сильно превышает, то значение, которое соответствует заданным условиям модели.

Заключение

В настоящей работе было проведено исследование простейшего алгоритма стабилизации квадрокоптера, основанного на вычислении инверсных динамических приращений, который позволяет учитывать физику вращения квадрокоптера. Для настройки алгоритма требуется определить только один параметр (для каждой оси) - a_{max}, которое характеризует максимальное изменение угловой скорости, которое мы можем получить с помощью сигналов управления. Основными проблемами, связанными с рассмотренным методом, являются проблема нахождения коэффициента a_{max}, а также то, что приведённый алгоритм плохо учитывает аэродинамическое сопротивление. Исследованию влияния аэродинамического сопротивления на работу системы будет посвящена дальнейшая работа.

Библиографический список

1. Torque-based INDI for UAV Control: Eliminating Pseudo-inverses and Improving Control Gain Selection, Hoijo Jeong, Yechan Yang, Seonghyeon Park, Jiwoo Choi, Yeji Kim, Yunseob Kim, Jinyoung Suk, and Seungkeun Kim, International Journal of Control, Automation, and Systems 23(9) 2025

2. Design, Modeling and Control of an Octocopter, Oscar Oscarson, Royal Institute of Technology 2015

3. Development, Modelling and Control of a Multirotor Vehicle, Markus Mikkelsen, Umea University 2015.

4. Hardware in the loop system development for modeling and control of multirotor vehicles, Muhsin Hancer, Istanbul Technical University 2017.

СЕКЦИЯ «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 621.391.8

A DEEP BIDIRECTIONAL LSTM NETWORK FOR DENOISING DIGITAL MODULATED RADIO SIGNALS

Nguyen Van Dung, Phan Trong Hanh
Le Quy Don Technical University,
Vietnam, Hanoi, nguyenvandungvtdt@lqdtu.edu.vn

Abstract. This paper proposes a deep bidirectional long short-term memory (BiLSTM) neural network for denoising digitally modulated radio signals in additive white Gaussian noise (AWGN) channels. The study focuses on analyzing the impact of network depth on denoising performance by comparing six BiLSTM architectures with the number of layers ranging from 1 to 6. Experiments are conducted on the RadioML 2018.01A dataset with input SNR values ranging from −10 dB to 10 dB. Experimental results show that the 5-layer BiLSTM architecture achieves the highest average output SNR (15.03 dB) and the lowest MSE (0.06745) over the entire SNR range. However, increasing the network depth also leads to higher computational cost, highlighting the need to balance denoising performance and model complexity.
Keywords: AWGN, bidirectional LSTM, deep LSTM network, denoising, SNR, MSE.

ГЛУБОКАЯ ДВУНАПРАВЛЕННАЯ СЕТЬ LSTM ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ШУМА ЦИФРОВЫХ МОДУЛИРОВАННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

Нгуен Ван Зунг, Фан Чонь Хань
Вьетнамский государственный технический университет им. Ле Куй Дона,
Вьетнам, Ханой, nguyenvandungvtdt@lqdtu.edu.vn

Аннотация. В данной работе предлагается глубокая двунаправленная нейронная сеть с долгой краткосрочной памятью (BiLSTM) для подавления шума в цифровых модулированных радиосигналах в каналах с аддитивным белым гауссовским шумом (AWGN). Основное внимание уделяется анализу влияния глубины сети на эффективность шумоподавления путем сравнения шести архитектур BiLSTM с числом слоев от 1 до 6. Экспериментальные исследования проведены на наборе данных RadioML 2018.01A при значениях входного отношения сигнал/шум (SNR) в диапазоне от −10 дБ до 10 дБ. Экспериментальные результаты показывают, что архитектура BiLSTM с пятью слоями обеспечивает наибольшее среднее значение выходного SNR (15,03 дБ) и наименьшее значение MSE (0,06745) на всем рассматриваемом диапазоне SNR. Однако увеличение глубины сети приводит к росту вычислительных затрат, что подчеркивает необходимость компромисса между качеством шумоподавления и сложностью модели.
Ключевые слова: AWGN, двунаправленная LSTM, глубокая сеть LSTM, подавление шума, SNR, MSE.

In modern digital wireless communication systems, additive white Gaussian noise (AWGN) remains one of the main factors degrading the quality of received signals, especially under low-SNR conditions. This degradation directly affects subsequent signal processing tasks such as demodulation, channel estimation, and modulation classification.

Traditional denoising methods based on linear filtering or statistical models often rely on prior assumptions about signal or noise characteristics. As a result, their performance degrades significantly when dealing with complex signal structures or rapidly varying noise conditions. In recent years, deep learning approaches have shown great potential for wireless signal processing tasks [1-5], particularly recurrent neural networks such as LSTM due to their ability to model long-term dependencies in time-series data.

Motivated by these advantages, this paper proposes a deep bidirectional LSTM network for denoising digitally modulated radio signals in AWGN channels and systematically investigates the effect of network depth on denoising performance.

Signal Model and Problem Formulation

Consider a digitally modulated baseband signal $s(n)$ transmitted over an AWGN channel. The received signal can be expressed as:

$$r(n) = s(n) + \eta(n) \ , \tag{1}$$

where $\eta(n)$ denotes additive white Gaussian noise with zero mean and variance σ^2.

The objective of the denoising task is to estimate the clean signal $\hat{s}(n)$ from the noisy received signal $r(n)$. This problem can be formulated as a regression task, where a nonlinear mapping $F(\cdot)$ is learned such that:

$$\hat{s}(n) = F(r(n)) \ . \tag{2}$$

In this study, the mapping $F(\cdot)$ is approximated by a deep BiLSTM network trained on signal sequences corrupted by AWGN at different SNR levels.

Proposed Network Architecture

The overall block diagram of the denoising system consists of two stages: training and testing, as illustrated in Figure 1.

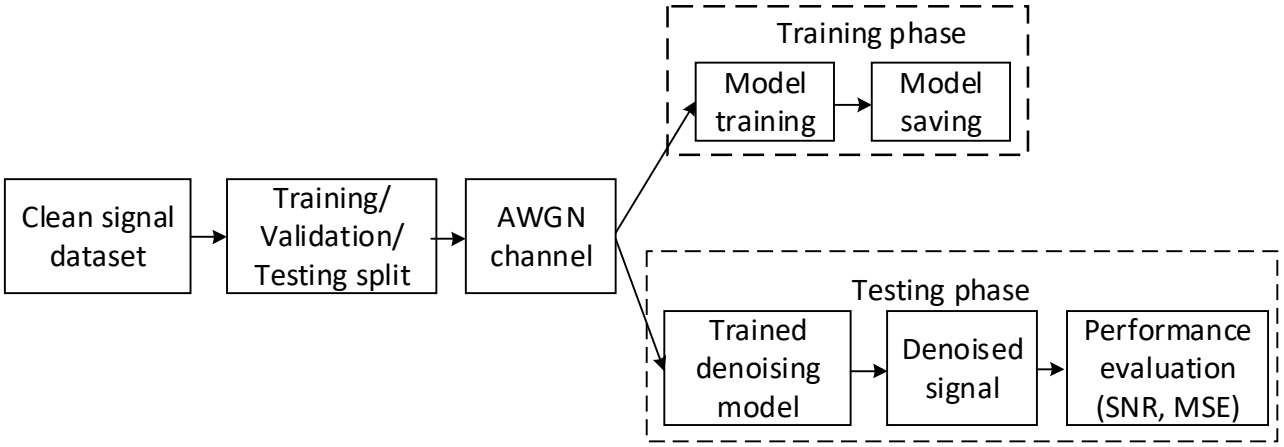


Fig. 1. Overall block diagram of the denoising system

The stacked BiLSTM architecture is shown in Figure 2. The network comprises multiple bidirectional LSTM (BiLSTM) layers stacked sequentially, with the number of layers set to 1, 2, 3, 4, 5, and 6, corresponding to the models LSTM1 through LSTM6 evaluated in this study.

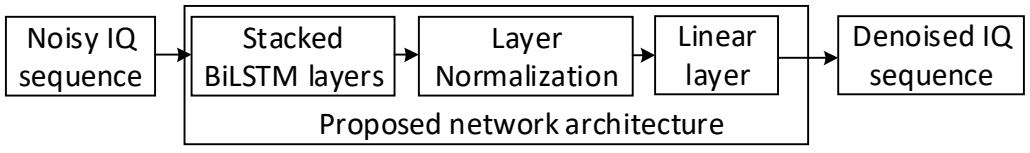


Fig. 2. Stacked BiLSTM architecture for AWGN denoising of digitally modulated signals

Each BiLSTM layer processes the input signal sequence in both forward and backward temporal directions, enabling the network to exploit information from both past and future contexts. The outputs from the two directions are concatenated and passed to the subsequent layer, allowing the network to learn increasingly abstract feature representations as the network depth increases.

After the final BiLSTM layer, the network output is fed into a Layer Normalization layer to stabilize the distribution of hidden features and improve convergence behavior. Finally, a fully con-

nected layer maps the learned feature representations to the denoised output signal, with the output dimensionality equal to that of the input signal.

Network Training

The network is trained using supervised learning, where the clean signal serves as the ground-truth label. The mean squared error (MSE) is used as the loss function:

$$\mathrm{MSE} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(s_i - \hat{s}_i)^2 \quad , \tag{3}$$

where N is the number of samples in the signal sequence.

The Adam optimizer is employed with an initial learning rate of 0.001, a batch size of 128, and a maximum of 150 training epochs. The ReduceLROnPlateau strategy and early stopping are applied to enhance convergence and prevent overfitting.

Dataset and Evaluation Metrics

Experiments are conducted using the RadioML 2018.01A dataset [6]. Clean signals are selected at an SNR level of 30 dB, and AWGN is subsequently added to generate datasets with input SNR values ranging from −10 dB to 10 dB.

Eight digital modulation schemes are considered: BPSK, QPSK, OQPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, GMSK, and OOK. The dataset is split into training, validation, and test sets with a ratio of 6:2:2.

The denoising performance is evaluated using the output SNR, defined as:

$$\mathrm{SNR}_{out}\left(\mathrm{dB}\right) = 10\log_{10}\left(\frac{\sum_{i=1}^{N} s_i^2}{\sum_{i=1}^{N}\left(s_i - \hat{s}_i\right)^2}\right) . \tag{4}$$

In addition, the average MSE over the entire SNR range is used to assess the overall reconstruction accuracy.

Experimental Results

Figure 3 illustrates the relationship between input SNR and output SNR for the noisy signal and the BiLSTM models from LSTM1 to LSTM6. The results indicate that all BiLSTM models significantly improve the SNR compared to the noisy input signal, particularly in the low-SNR region, demonstrating the effectiveness of bidirectional LSTM networks for denoising.

Figure 4 presents the overall average output SNR of the evaluated architectures. Among them, the 5-layer BiLSTM model (LSTM5) achieves the highest average output SNR of 15.03 dB, which is approximately 2.16 dB higher than that of the 1-layer BiLSTM model (LSTM1).

Figure 5 shows the average MSE of the models. The LSTM5 architecture attains the lowest MSE value of 0.06745, indicating more accurate signal reconstruction compared to the other architectures.

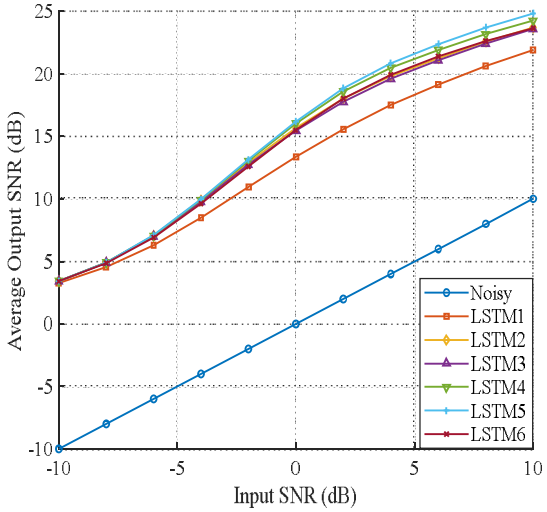


Fig. 3. Comparison of denoising performance of BiLSTM models with different numbers of layers

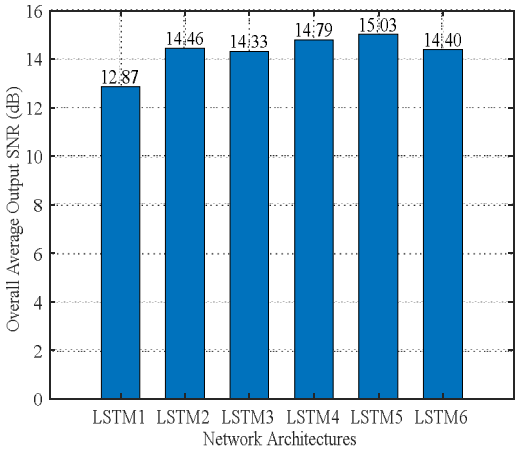


Fig. 4. Overall average output SNR of BiLSTM architectures with different numbers of layers

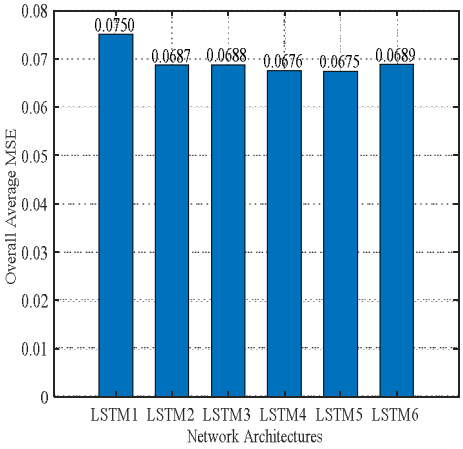


Fig. 5. Overall average MSE of BiLSTM architectures with different numbers of layers

Although increasing the number of layers improves denoising performance, deeper models such as LSTM6 do not provide significant gains over LSTM5 while incurring higher computational cost. This observation suggests that the 5-layer BiLSTM architecture represents an optimal trade-off between denoising performance and computational complexity.

Conclusion

This paper proposed and evaluated a deep bidirectional LSTM network for denoising digitally modulated radio signals in AWGN channels. Experimental results on the RadioML 2018.01A dataset demonstrate that the 5-layer BiLSTM architecture achieves the best denoising performance, characterized by the highest output SNR and the lowest MSE across the entire investigated SNR range.

References

1. Shoushuai He, Lei Zhu, Changhua Yao, Lei Wang, and Zhen Qin. A Novel Approach Based on Generative Adversarial Network for Signal Enhancement in Wireless Communications. - Wireless Communications and Mobile Computing, 2022, v.2022 (1). - pp. 1-8.

2. Liang Peng, Shengliang Fang, Youchen Fan, Mengtao Wang and Zhao Ma. A Method of Noise Reduction for Radio Communication Signal Based on RaGAN. – Sensors, 2023; v.23 (1). - pp. 1-16.

3. Hongjiao Yao, Qing Zhou, Zhuangzhi Chen, Liang Huang, Dongwei Xu, Qi Xuan. Denoising of Radio Modulation Signal Based on Deep Learning. - Deep Learning Applications, 2023, v.7. -pp. 125-143.

4. Zelin Ji, Shuo Wang, Kuojun Yang, Qinchuan Zhang, Peng Ye. Transfer Learning Guided Noise Reduction for Automatic Modulation Classification. - arXiv, 2024.

5. A. Faysal et al., DenoMAE: A Multimodal Autoencoder for Denoising Modulation Signals, - IEEE Communications Letters, 2025, v.29 (7), - pp. 1659-1663.

6. O'Shea, Timothy James and Roy, Tamoghna and Clancy, T. Charles. Over-the-Air Deep Learning Based Radio Signal Classification. - IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2018, v.12 (1), - pp. 168-179.

УДК 621.391.8

A HYBRID BILSTM–BIGRU MODEL FOR AUTOMATIC MODULATION CLASSIFICATION

Nguyen Van Dung, Phan Trong Hanh
Le Quy Don Technical University,
Vietnam, Hanoi, nguyenvandungvtdt@lqdtu.edu.vn

Abstract. This paper proposes a hybrid deep learning model combining Bidirectional Long Short-Term Memory (BiLSTM) and Bidirectional Gated Recurrent Unit (BiGRU) networks for automatic modulation classification (AMC) of digital radio signals. The proposed model exploits the strong capability of BiLSTM in learning long-term temporal dependencies and the compact structure, fast convergence, and computational efficiency of BiGRU. Experiments are conducted on the RadioML 2018.01A dataset, which includes eight digital modulation schemes over a signal-to-noise ratio (SNR) range from −10 dB to 30 dB. Experimental results demonstrate that the proposed model achieves high and stable classification accuracy across the entire SNR range, confirming its effectiveness for AMC tasks in noisy environments.
Keywords: Automatic modulation classification, BiLSTM, BiGRU, hybrid network, deep learning, AWGN, accuracy.

ГИБРИДНАЯ ДВУНАПРАВЛЕННАЯ СЕТЬ BiLSTM–BiGRU ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ КЛАССИФИКАЦИИ ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ

Нгуен Ван Зунг, Фан Чонь Хань
Вьетнамский государственный технический университет им. Ле Куй Дона,
Вьетнам, Ханой, nguyenvandungvtdt@lqdtu.edu.vn

Аннотация. В данной работе предлагается гибридная модель глубокого обучения на основе двунаправленных нейронных сетей BiLSTM и BiGRU для автоматической классификации видов модуляции цифровых радиосигналов. Предложенная модель сочетает способность BiLSTM эффективно извлекать долгосрочные временные зависимости и компактную структуру, быструю сходимость и вычислительную эффективность BiGRU. Эксперименты проведены на наборе данных RadioML 2018.01A, содержащем восемь видов цифровой модуляции в диапазоне отношений сигнал/шум от −10 дБ до 30 дБ. Результаты экспериментов показывают, что предложенная модель обеспечивает высокую и устойчивую точность классификации во всём диапазоне SNR, что подтверждает её эффективность для задач автоматической классификации модуляции.
Ключевые слова: автоматическая классификация модуляции, BiLSTM, BiGRU, гибридная сеть, глубокое обучение, точность.

In modern digital wireless communication systems, automatic modulation classification (AMC) is a fundamental task and plays a key role in applications such as spectrum monitoring, signal recognition, and cognitive radio. However, the performance of traditional AMC methods based on handcrafted features degrades significantly in noisy environments, especially at low SNR levels.

In recent years, deep learning–based approaches have demonstrated superior performance in radio signal processing. Convolutional neural networks (CNNs) are widely used due to their ability

to extract local features from I/Q signals effectively [1-5]. Nevertheless, CNNs are limited in modeling long-term temporal dependencies of signal sequences. To overcome this limitation, recurrent neural networks such as LSTM and GRU have been investigated. LSTM networks are capable of capturing long-term dependencies, while GRU networks provide a more compact structure and faster convergence.

Motivated by these advantages, this paper proposes a hybrid BiLSTM–BiGRU model to effectively exploit temporal characteristics of I/Q signals and improve automatic modulation classification performance in noisy environments.

Signal Model and Classification Problem

Consider a digitally modulated baseband signal transmitted over an additive white Gaussian noise (AWGN) channel. The received signal can be expressed as:

$$r(n) = s(n) + \eta(n), \tag{1}$$

where $s(n)$ denotes the clean modulated signal and $\eta(n)$ represents AWGN.

In the AMC problem, the objective is to determine the modulation label corresponding to the received signal through a nonlinear mapping:

$$F(r) \to c, \tag{2}$$

where c denotes the modulation class.

In this study, the received signal is represented as a sequence of I/Q samples, where each sample consists of in-phase (I) and quadrature (Q) components. Each input signal is represented by a matrix of size 1024x2, corresponding to 1024 time-domain samples. The AMC task is formulated as a multi-class classification problem and is addressed using the proposed hybrid BiLSTM–BiGRU deep learning model.

Proposed Network Architecture

The detailed architecture of the proposed hybrid BiLSTM–BiGRU network is summarized as follows:

Input: I/Q signal sequence with a size of 1024×2
Bidirectional LSTM (hidden size = 64) → output feature map of size 1024×128
Bidirectional GRU (hidden size = 64) → output feature map of size 1024×128
Layer Normalization
Last time-step pooling → feature vector of length 128
Fully Connected layer (128 → 256) + ReLU + Dropout
Fully Connected layer (256 → 128) + ReLU + Dropout
Fully Connected layer (128 → number of classes)
Softmax (Cross-Entropy Loss)

Each bidirectional recurrent layer processes the input I/Q signal sequence in both forward and backward temporal directions, enabling the network to effectively capture temporal dependencies from past and future contexts. The hidden representations from the two directions are concatenated to form a more informative feature representation, which is subsequently fed into the next recurrent layer.

After the BiGRU layer, Layer Normalization is applied to stabilize the distribution of hidden features and improve training convergence. To obtain a fixed-length representation for classification, the hidden state corresponding to the last time step is selected. Finally, a stack of fully connected layers maps the extracted temporal features to modulation class probabilities.

Training Procedure and Experimental Setup

The network is trained in a supervised manner using the cross-entropy loss function. The Adam optimizer is employed with an initial learning rate of 0.001 and a weight decay of 1×10^{-5}. The batch size is set to 32, and the maximum number of training epochs is 50.

Experiments are conducted on the RadioML 2018.01A dataset [6], which includes eight modulation schemes: BPSK, QPSK, OQPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, GMSK, and OOK. The SNR range spans from −10 dB to 30 dB with a step of 2 dB. The dataset is split into 80% for training and 20% for testing.

Evaluation Metrics

In this study, model performance is evaluated based on classification accuracy at different signal-to-noise ratio (SNR) levels. Two accuracy metrics are considered: overall accuracy across all modulation types at each SNR level and per-modulation accuracy at each SNR level.

The overall classification accuracy at a given SNR level s is defined as

$$\text{Accuracy}_{\text{all}}(s) = \frac{N_{\text{correct}}(s)}{N_{\text{total}}(s)}, \tag{3}$$

where $N_{\text{correct}}(s)$ denotes the number of correctly classified samples across all modulation types at SNR level s, and $N_{\text{total}}(s)$ is the total number of test samples at the same SNR level.

To further analyze the classification performance for individual modulation schemes, the per-modulation accuracy at SNR level s is computed as

$$\text{Accuracy}_{m}(s) = \frac{N_{\text{correct}}(m,s)}{N_{\text{total}}(m,s)}, \tag{4}$$

where $N_{\text{correct}}(m,s)$ and $N_{\text{total}}(m,s)$ represent the number of correctly classified samples and the total number of samples of modulation type m at SNR level s, respectively.

These metrics enable a comprehensive evaluation of the proposed model by assessing both its overall robustness across different SNR conditions and its discriminative capability for individual modulation types.

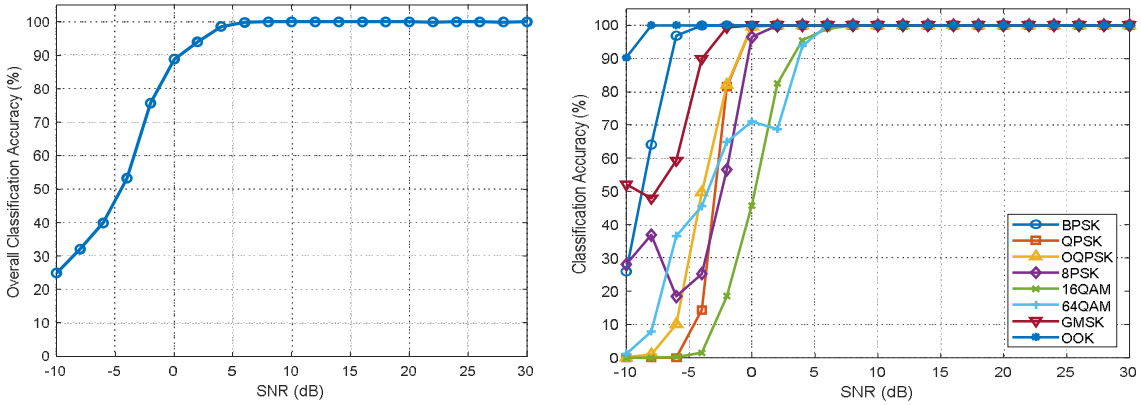
Experimental Results

Figure 1 illustrates the classification accuracy of the proposed BiLSTM–BiGRU model as a function of SNR, while Figure 2 presents the confusion matrices for representative SNR levels of 0 dB and 10 dB. The results show that the classification accuracy increases significantly with increasing SNR and reaches nearly 100% when SNR ≥ 8 dB.

Even in the low SNR region (−10 dB to −2 dB), the model maintains relatively good performance, particularly for modulation schemes with simple structures such as OOK, BPSK, and GMSK.

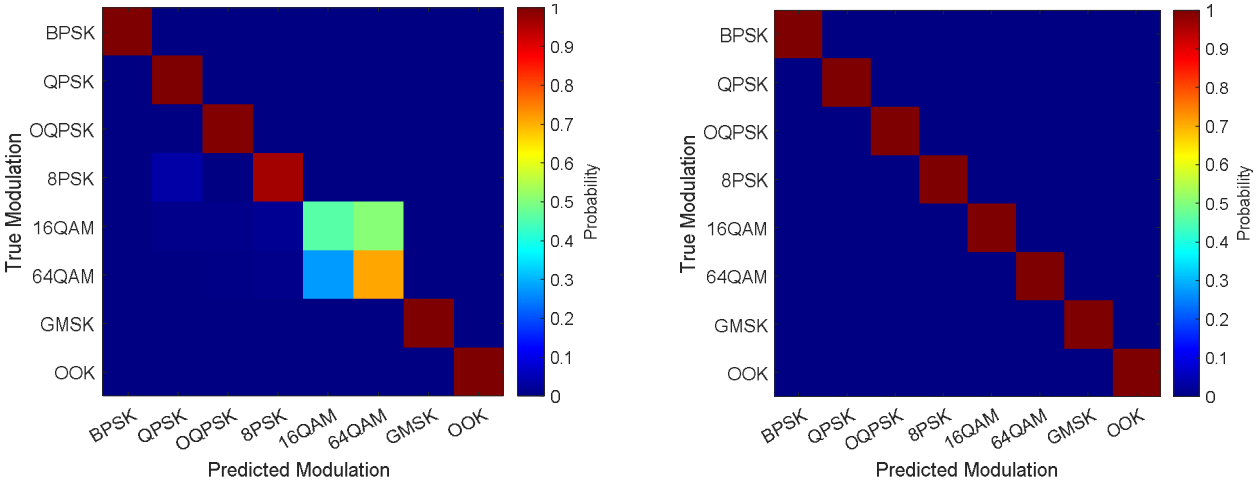
For higher-order modulation schemes such as 16QAM and 64QAM, classification accuracy decreases at low SNR levels due to dense constellation structures, which lead to feature overlap in noisy environments. The confusion matrix at SNR = 0 dB indicates that most misclassifications occur between 16QAM and 64QAM. In contrast, at SNR = 10 dB, the proposed model achieves near-perfect classification for all modulation classes.

Overall, the experimental results confirm that the BiLSTM–BiGRU model effectively exploits temporal features of I/Q signals and exhibits high robustness under noisy conditions.



a) b)

Fig. 1. a) Overall classification accuracy versus SNR for all modulation types.
b) Classification accuracy versus SNR for each modulation scheme
using the proposed BiLSTM–BiGRU model



a) b)

Fig. 2. Confusion matrices of the proposed model at (a) SNR = 0 dB and (b) SNR = 10 dB.

Conclusion

This paper presents a hybrid BiLSTM–BiGRU deep learning model for automatic modulation classification of digital radio signals. By combining the strengths of BiLSTM and BiGRU architectures, the proposed model achieves high classification accuracy and stable performance in noisy environments. Experimental results on the RadioML 2018.01A dataset demonstrate that the proposed approach is effective and promising for practical AMC applications.

References

1. Seung-Hwan Kim; Chang-Bae Moon; Jae-Woo Kim; Dong-Seong Kim. A Hybrid Deep Learning Model for Automatic Modulation Classification. - IEEE Wireless Communications Letters, 2022, v.11 (2), - pp. 313-317.

2. Ola Fekry Abd-Elaziz, Mahmoud Abdalla and Rania A. Elsayed. Deep Learning-Based Automatic Modulation Classification Using Robust CNN Architecture for Cognitive Radio Networks. - Sensors, 2023, v.23 (23), - pp. 1-19.

3. Fan Wang,Tao Shang, Chenhan Hu and Qing Liu. Automatic Modulation Classification Using Hybrid Data Augmentation and Lightweight Neural Network. - Sensors, 2023, v.23 (9). -pp. 1-16.

4. Hany S. Hussein, Mohamed Hassan Essai Ali, Mohammed Ismeil, Mohamed N. Shaaban, Mona Lotfy Mohamed, and Hany A. Atallah. Automatic Modulation Classification: Convolutional Deep Learning Neural Networks Approaches. - IEEE Access, 2023, v.11, - pp. 98695-98705.

5. Faheem Ur Rehman, Qamar Abbas, and M. Karam Shehzad. DL-AMC: Deep Learning for Automatic Modulation Classification. – arXiv, 2025.

6. O'Shea, Timothy James and Roy, Tamoghna and Clancy, T. Charles. Over-the-Air Deep Learning Based Radio Signal Classification. - IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2018, v.12 (1), - pp. 168-179.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

КОМПЛЕКСНЫЙ АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАУЗ В РЕЧЕВОМ СИГНАЛЕ

В.Т. Дмитриев, М.С. Бунин,
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Министерство обороны Российской Федерации
Российская Федерация, Рязань, vol77@rambler.ru, Москва, bunin.maxim@mail.ru

Аннотация. Рассмотрены известные алгоритмы определения пауз. Проанализированы основные критерии паузы. Проведено исследование предложенных критериев при действии различных акустических шумов. Выделены наиболее помехоустойчивые критерии.
Ключевые слова: алгоритмы определения пауз, помехоустойчивость, акустические шумы

A COMPREHENSIVE ALGORITHM FOR DETERMINING PAUSES IN A SPEECH SIGNAL

V.T. Dmitriev, M.S. Bunin
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Ministry of Defense of the Russian Federation
Russia, Ryazan, vol77@rambler.ru, Moscow, bunin.maxim@mail.ru

The summary. Known algorithms for detecting pauses are reviewed. The main pause criteria are analyzed. The proposed criteria are studied under various acoustic noise conditions. The most noise-resistant criteria are identified.
Index Terms: pause detection algorithms, noise immunity, acoustic noise.

Введение

Эффективная передача человеческой речи по каналам инфокоммуникационной связи в настоящий момент занимает одно из главенствующих мест в развитии информационно-телекоммуникационной системы современного научного мира, так как основные объемы передаваемой в системах связи информации сегодня приходится на речь (телефония, сотовая связь, спутниковая связь, а также голосовая и видеосвязь через Интернет). Основной тенденцией развития средств передачи мультимедийной информации является увеличение пропускной способности канала связи посредством сжатия передаваемой информации [1…7].

Актуальной областью применения анализа и сегментации речевых сигналов (РС) является медицина и инфокоммуникационные технологии. Анализ изменений в РС позволяет проводить диагностику при заболеваниях речеобразующего тракта. Например, проводятся исследования влияния на характеристики сигнала таких заболеваний, как пневмония, рак гортани, недостаточное развитие речи у детей, заикание, проблемы слуховосприятия. Алгоритмы детектирования РС повсеместно используются и развиваются в сотовых системах, в разработках интеллектуальных систем для мобильных приложений, а также участвуют в создании систем искусственного интеллекта. В современных интелектуальных системах передачи речевой информации необходима разработка помехоустойчивых алгоритомов определения пауз в РС [1]. Это обеспечит точное определение границы паузы и РС, что позволяет обеспечить максимально возможное сжатие речи, а также определить параметры шума в момент нахождения паузы, которая является акустически всвешенным сигналом. Существует множество реализаций алгоритмов детектирования акустически взвешенных участков РС для первичных кодеков, отличающихся по самым различным параметрам, например, таким как классификация РС на сегменты, называемых акустически взвешенными участками РС, методами предобработки РС, подходом к самому детектированию, а также постобработкой РС после детектирования.

Большинство алгоритмов показывают приемлемую работу и осуществляют возможность работы устройства детектирования в режиме реального времени. Вероятность результатов верного детектирования доходит до 93%. Но работа этих устройств всегда связана с

шумовой обстановкой. В реальной жизни РС всегда сопровождается шумом различной интенсивности. Также сложность построения алгоритмов детектирования состоит в особенности восприятия РС, что связано с построением слухового аппарата человека. Сложные алгоритмы предлагают множество подходов, которые используют математические модели, усложняющие построение устройств обработки, тем самым увеличивая экономическую составляющую детектирующего механизма.

Целью данной работы является разработка и исследование алгоритма детектирования акустически взвешенных участков РС для первичных кодеков, предназначенного для повышения качества восстановления РС, подверженных воздействию акустических помех и шумов различной природы и интенсивности.

Обзор кратковременных характеристик для детектирования акустически взвешенных участков РС

В основном средства обработки сигналов работают со стационарным сигналом. Речь же по своей природе является нестационарным процессом. Следовательно, обычные устройства и методы, которые применяются для обработки сигналов не подходят для обработки речи. Для решения данной проблемы РС представляется, как стационарный. Для этого его обработка происходит небольшими блоками, которые называются фреймами. Их длина, как правило, может составлять от 10 до 40 мс. Такая обработка называется Краткосрочной Обработкой (Short Term Processing (STP)).

Краткосрочная обработка может выполняться во временной или частотной областях. Выбор области зависит от того, какую информацию мы хотим извлечь из речи. Например, такие параметры как Short Term Energy (STE), Zero Crossing Rate (ZCR) и Short Term Autocorrelation (STA) могут быть вычислены во временной области, а преобразования Фурье – в частотной области. Каждый из этих параметров дает какую-то информацию о речи и может быть использован для обработки.

Для построения эффективной системы детектирования необходимо, чтобы сочетание этих параметров было оптимальным, т.е. таким, при котором обеспечивается наилучшее быстродействие, корректность детектирования и приемлемое качество восстановленного сигнала. Рассмотрим наиболее часто используемые характеристики, извлекаемые из РС при детектировании акустически взвешенных участков РС.

Zero crossing rate (ZCR) – количество пересечений оси времени аудио сигналом или скорость пересечения через нулевое значение. Скорость пересечения непрерывной функции через ноль является важным параметром для систем детектирования и распознавания речи. Она также часто используется как часть front-end обработки в автоматической системе распознавания речи. Счетчик пересечения нуля является индикатором частоты, с которой энергия сосредоточена в спектре сигнала. Вокализованная речь возникает из-за возбуждения вокализованого тракта периодическим потоком воздуха в голосовой щели и обычно показывает малое значение пересечения нуля. В то время как невокализованная речь возникает из-за сужения вокального тракта, достаточно узкого, чтобы вызвать турбулентный поток воздуха, что приводит к шуму и показывает высокий счет пересечения нуля.

Рассчитывается ZCR по формуле :

$$Z_n = \sum_{m=-\infty}^{\infty} |sgn[x(m)] - sgn[x(m-1)]w(n-m)|,$$

где $sgn[x(n)] = \begin{cases} 1, x(n) \geq 0 \\ -1, x(n) \leq 0 \end{cases}$, $w(n) = \begin{cases} \frac{1}{2N}, 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 \end{cases}$.

Кратковременная энергия сигнала (STE) является типичной характеристикой при кратковременном анализе РС. Амплитуда РС зависит от времени. Как правило, амплитуда

невокализованных сегментов речи намного ниже амплитуды вокализованных сегментов. Энергия РС обеспечивает представление, которое отражает эти изменения амплитуды. Кратковременная энергия может определяться как:

$$E_n = \sum_{m=-\infty}^{\infty}[x(m)w(n-m)]^2.$$

Выбор окна анализа определяет точность применения данного параметра. В большинстве моделей используется окно Хэмминга.

$$h(n) = 0.54 - 0.46\cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right), 0 \le n \le N-1,$$
$$h(n) = 0, \text{при остальных } n.$$

Затухание этого окна не зависит от величины окна. Увеличение длины N уменьшает полосу пропускания. Если N слишком мало, E_n будет сильно колебаться в зависимости от точности формы волны. Если N слишком велико, E_n изменится очень медленно и, следовательно, не будет адекватно отражать изменяющиеся свойства РС.

Функция средней величины, определяется как:

$$M_n = \sum_{m=-\infty}^{\infty}|x(m)|w(n-m).$$

Усреднение по амплитуде (AM) так же является типичной STP характеристикой, однако применяется редко из-за высокой скорости деградации при уменьшении ОСШ в РС. В сравнении с Short-Term Energy не подчеркивает большие уровни сигнала, поскольку его расчет не включает возведение в квадрат, сигналы на графиках нормализуются.

Мера кратковременной автокорреляции (STA) также является полезной характеристикой в контексте распознавания и детектирования речи. Если говорит один диктор, спектр будет иметь регулярные разнесенные гармонические пики. Если говорят два и более диктора, эта структура будет искажена. Рассчитывается по следующей формуле:

$$R_n(k) = \sum_{m=-\infty}^{\infty}[x(n+m)w'(m)] \cdot [x(n+m+k)w'(k+m)].$$

STA рассчитывает автокорреляцию спектра амплитуд для определения гармонической последовательности. После этой операции находится максимальное соотношение между первым и вторым пиком автокорреляции. В [10] рассмотрен алгоритм VAD, основанный на автокорреляционном частотном спектре. Алгоритм показывает эффективность распознавания и детектирования речи при чистом обучении без использования какого-либо другого алгоритма уменьшения шума. Улучшение по сравнению со стандартным мел-кепстральным VAD составляет 27,35%. Эффективность распознавания и детектирования речи может быть улучшена, если количество слов во фразе будет минимальным.

Спектральное отклонение мощности (PSD) РС также является типичной характеристикой при задачах детектирования акустически взвешенных участков РС. Решение систем детектирования на основе Power Spectral Deviation (PSD) принимается на основе предположения, что PSD вокализованного участка речевого сообщения сосредоточена в низкочастотной части, в то время как в «шумном» окне имеет место более хаотическое распределение частот в спектре.

Способ обнаружения речевой активности на основе **статистики основного тона**. При детектировании на каждом этапе производится поиск положений максимумов спектра, соответствующих гармоникам основного тона (ОТ), по которым оценивается значение частоты ОТ. Путем оценки полезного диапазона частот, усреднения спектра по частотным, оценки положения и качества (выраженности) спектральных максимумов, удалось получить алгоритм, улучшающий качество работы алгоритмов верификации/идентификации в реальных условиях и снижением вероятности ошибки.

Алгоритм детектирования, основанный на U-преобразовании, которое заключается в формировании многоуровневого (грубо-точного) представления сигнала с помощью фильтров Уолша системы Хармута, причём: для построения каждого уровня разложения используются фильтры одинаковой длины, которые масштабируются до размера анализируемого участка сигнала; сначала фильтры применяются ко всему сигналу, затем – к его частям. Достоинствами предложенного алгоритма являются низкая вычислительная сложность и простота реализации. Предложенный алгоритм может применяться, например, при определении частоты основного тона РС, выборке данных для алгоритма идентификации диктора и т.д.

Спектральная плоскостность (SFM) является мерой, используемой в цифровой обработке сигналов для характеристики звукового спектра, и была введена как мера шумов синусоидальных сигналов. Шум обычно является продолжительным, со звуковой энергией, размазанной достаточно плавно в пределах шумового диапазона, в то время как звуки речи являются менее однородными со стороны частотной структуры. Главная идея алгоритма состоит в том, чтобы измерить «белизну» дискретного сигнала z(f) с спектром амплитуд X (k) длины K, используя тот факт, что белый шум имеет совершенно плоский спектр. Мера определяется как:

$$F_1(x) = \frac{[\prod_{k=0}^{K-1} X(k)]^{\frac{1}{k}}}{\frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1} X(k)},$$

где числитель равен среднему геометрическому значению, а знаменатель – среднему арифметическому X (k). Мы получаем F1 (X) = 0 для чисто синусоидального сигнала и X(k) = 1 для белого шума. Достоинством данной характеристики является то, что она хорошо работает при низком ОСШ, а также хорошо различает ударные (плоский спектр) и гармонические сигналы. Недостатком является чувствительность к малым значениям в спектре.

Энергия Тигера (E_T) также очень часто используется при распознавании тона, детектировании и распознавания речи благодаря своей простоте. Предположим, что РС представлен в виде x_i=Acos(Ω_i+φ) , где A - амплитуда, Ω - цифровая частота, а φ - начальная фаза сигнала. Тогда Энергия Тигера будет вычисляться последующей формуле:

$$E_T = x_i^2 - x_{i+1} * x_{i-1} = \mathrm{A}^2 \sin^2(\Omega) \approx \mathrm{A}^2\Omega^2$$

Данное уравнение показывает, что как квадрат амплитуды сигнала, так и квадрат соответствующей частотной составляющей, входят в энергию Тигера. Ying применил энергетическую меру Тигера на основе кадра к проблеме обнаружения конечных точек и разработал следующий алгоритм:

1. Вычислить спектр мощности для каждого кадра речевых данных;
2. Взвесить каждый образец в спектре мощности с квадратом частоты;
3. Взять квадратный корень из суммы взвешенного спектра мощности.

Полученное суммирование на последнем шаге дает энергию одного речевого кадра, и эта мера используется для определения конечных точек высказывания. Производительность метода детектирования на основе энергии ТК в различных шумовых обстановках в объективных тестах показывает себя довольно неплохо. Точность обнаружения речи может быть повышена путем комплексной модификации алгоритма при помощи метода PSD.

Исследование предложенного алгоритма в сложной помеховой обстановке

В данной работе для создания сложной помеховой обстановки на исходный РС накладывались различные акустические шумы. Исходный РС подвергался одной из помех: широкополосные (самолет, музыка, фен), узкополосные (чайник стиральная машина, двигатель), импульсные (поезд). Также в эксперименте использовались шумы, искусственно сгенериро-

ванные с помощью среды программирования Matlab: импульсный шум, широкополосный шум, узкополосные шумы с полосами 0,5-1 кГц, 1-1,5 кГц и 2-2,5 кГц.

Для оценки качества речи и узнаваемости голоса диктора согласно ГОСТ Р 50840-95 использовалось 7 тестовых акустически взвешенных фраз [4, 7]. Речевой материал был начитан десятью дикторами. Исходные тестовые фразы, записанные с помощью диктофона, подвергались воздействию шума с отношением сигнал–шум (ОСШ) от -10 дБ до 30 дБ с шагом 10 дБ. После чего получившиеся зашумленные РС обрабатываются при помощи предложенного алгоритма детектирования акустически взвешенных участков речевой активности для первичных кодеков. Далее было проведено исследование зависимости качества РС, подвергшегося обработке, от различных значений ОСШ в канале, а также графики зависимости коэффициента отброса избыточной информации от различных значений ОСШ в канале. Под коэффициентом отброса избыточной информации РС понималась величина, равная отношению энергетики исходного сигнала к энергетике обработанного РС в процентном соотношении:

$$K_{\text{отбр}} = \left(\frac{E_{\text{исх РС}}}{E_{\text{обр РС}}}\right) \cdot 100\%.$$

В результате исследования данных критериев получены следующие результаты:

При использовании в алгоритме детектирования таких характеристик, как Энергия Тигера, кратковременная автокорреляция и число пересечений непрерывной функции через ноль удалось улучшить результаты работы алгоритма детектирования в сравнении с алгоритмами, основанными на извлечении из РС кратковременной энергии, числа пересечений непрерывной функции через ноль, спектрального отклонения мощности и спектральной плоскостности. Как было установлено в результате эксперимента, меньше всего на исследуемые алгоритмы воздействуют широкополосные квазистационарные помехи. Даже при увеличении их динамического диапазона до 20 дБ, алгоритмы показали намного лучшие результаты, чем при воздействии на исходный РС низкочастотных квазистационарных, низкочастотных нестационарных и широкополосных нестационарных помех – эти помехи оказали примерно равное воздействие.

Исходя из анализа усредненной оценки качества, разборчивости и узнаваемости восстановленного РС, можно сделать вывод согласно ГОСТ Р 50840-95 о том, что алгоритму можно присвоить третий класс качества по разборчивости (понимание передаваемой речи с некоторым напряжением внимания, редкими переспросами и повторениями), третий класс по узнаваемости (голос говорящего узнается с трудом, больше по манере говорить, чем по звучанию, голоса разных лиц различаются с трудом) и второй класс по качеству (заметное нарушение естественности и ухудшение узнаваемости, присутствие нескольких видов искажений (картавость, гнусавость, дребезжание, хрип и др.).

Проанализировав графики зависимости качества работы алгоритма от ОСШ в исходном сигнале и графики зависимости коэффициента отброса избыточной информации от ОСШ в исходном сигнале, можно сделать вывод о том, что алгоритм детектирования справляется с поставленными задачами. Кроме того, в ходе эксперимента было выяснено, что усредненное значение показателя снижения избыточности РС составило 27% при снижении качества исследуемого РС всего на 0,45 балла согласно ГОСТ Р50840-95. Также применение предложенного алгоритма детектирования позволило снизить скорость исходного речевого потока в первичном кодеке с 8 кбит/с до 6,4 кбит/с при уменьшении качества сигнала на 0,3 балла.

Предложенный алгоритм, основанный на извлечении из РС Zero-Crossing Rate, Teager Energy и Short Term Autocorrelation, показывает лучшие результаты работы в сложной помеховой обстановке по сравнению с двумя другими исследуемыми алгоритмами.

В итоге работа предложенного алгоритма детектирования акустически взвешенных участков РС для первичных кодеков показывает удовлетворительные результаты в исследовании. Повышение классов качества, разборчивости, узнаваемости, вероятности определения участков речи и паузы возможно за счет применения методов повышения эффективности работы алгоритмов детектирования, а также при усовершенствовании работы некоторых блоков алгоритма.

Библиографический список

1. Дмитриев В.Т., Лантратов С.Ю. Адаптивный алгоритм кодирования на основе кодека CELP и модификации алгоритма Хургина-Яковлева// Вестник РГРТУ. 2024. №88. – С.21 -30.

2. Андреев В.Г., Дмитриев В.Т. Алгоритм совместной реализации первичного кодека и маскиратора речевых сигналов с возможностью защиты фонограмм от фальсификаций// Вестник РГРТУ. 2023. №84. – С.66 -76.

3. В.Т. Дмитриев, Е.А. Харланова Алгоритм кодирования речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева и вейвлет-пакетного разложения в системах компьютерной телефонии. Вестник РГРТУ 2010 № 1 (Выпуск 31) С. 98-101.

4. Дмитриев В.Т. Адаптация кодеков речевых сигналов на основе теоремы В.А. Котельникова и модификации алгоритма Хургина-Яковлева к шумам в канале связи// Цифровая обработка сигналов №2. 2023 – С. 55 – 60.

5. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Д.Е. Крысяев, С.С. Попов Исследование качества передаваемой речевой информации при различном сочетании алгоритмов кодирования источника и канала связи в условиях действия помех . Вестник РГРТУ 2008 № 1 (Выпуск 23) . С. 53-56.

6. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Adaptive Primary Speech Signals Codecs for Software-Configured Radio Systems// 2020 1st International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE) | 978-1-7281-8990-1/20/.00 ©2020 IEEE | DOI: 10.1109/PIERE51041.2020.9314648 IEEE Catalog Number: CFP20Y62-ART ISBN: 978-1-7281-8990-1 –С. 32-38

7. Дмитриев В.Т., Ву Хоанг Шон Применение трехканальной модификации алгоритма Хургина-Яковлева в алгоритмах первичного кодирования речевых сигналов. // Вестник РГРТУ. 2024. №88. – С.3 -14.

УДК 004.932; ГРНТИ 47.51.39

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА МАСКИРОВАНИЯ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА ХУРГИНА-ЯКОВЛЕВА ДЛЯ ПРОИЗВОДНЫХ ВЫСШИХ ПОРЯДКОВ

В.Т. Дмитриев*, Д.М. Меньшиков**

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Министерство обороны Российской Федерации
*Российская Федерация, Рязань, *vol77@rambler.ru, Москва, **proDirector14@yandex.ru*

Аннотация. Предложен алгоритм асинхронного маскирования речевых сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева для производных высших порядков. Показано, что применение предложенного алгоритма обеспечит гораздо меньшую разборчивость маскированного речевого сигнала, по сравнению алгоритмом маскирования на основе алгоритма Хургина-Яковлева при использовании первой производной.

Ключевые слова: речевой сигнал, маскирование, алгоритм Хургина-Яковлева, защита информации

COMPARISON OF THE CONTRAST ENHANCEMENT ALGORITHMS RESULTS ACCORDING TO IMAGE QUALITY CRITERIA IN VIDEO COMMUNICATION SYSTEMS

V.T. Dmitriev*, D.M. Menshikov**
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Ministry of Defense of the Russian Federation
*Russia, Ryazan, *vol77@rambler.ru, Moscow, **bunin.maxim@mail.ru*

Abstract. An algorithm for asynchronous masking of speech signals based on the Khurgin-Yakovlev algorithm for higher-order derivatives is proposed. It is shown that the proposed algorithm provides significantly lower intelligibility of the masked speech signal compared to a masking algorithm based on the Khurgin-Yakovlev algorithm using the first derivative.
Keywords: speech signal, masking, Khurgin-Yakovlev algorithm, information security

Введение

Традиционно устройства асинхронного маскирования речи оцениваются прежде всего по степени разборчивости закрытой речи. Вопросы же о узнаваемости (неузнаваемости) обычно отходят на второстепенное место. Тем не менее, в некоторых ситуациях критически важно обеспечить анонимность говорящего, то есть минимизировать возможность его идентификации. Следовательно, не менее актуальными являются вопросы о снижении узнаваемости речи при условии сохранения приемлемого уровня качества оперативной коммуникации [1, 2].

Возможным решением перечисленных проблем может стать применение подхода Хургина-Яковлева, который основывается на представлении исходной информации как отсчетов сигнала и его производной. Внедрение представления Хургина-Яковлева в систему маскирования РС позволит улучшить ее помехоустойчивость и расширить возможности реализации [3…11].

Использование представления Хургина-Яковлева в алгоритмах обработки речи не только повышает качество реконструируемой речи при кодировании, но и существенно снижает вероятность незаконного прослушивания. Это позволяет безопасно использовать каналы передачи данных, игнорируя риск несанкционированного доступа и прослушивания линий связи злоумышленниками.

В ряде работ [3…7]приведен алгоритм скремблирования речевого сигнала на основе смешивания отсчетов прореженного сигнала, полученного согласно алгоритму Хургина-Яковлева и сдвинутых отсчетов производной. В данном случае показано, что возможно достичь достаточно низкой остаточной разборчивости маскированного сигнала при определенном количестве отсчетов в группе.

Основная цель данной работы заключается в исследовании данного алгоритма с применением отсчетов второй и третьей производной в алгоритме Хургина-Яковлева. Результаты демонстрируют, что реализация первичных кодеков в этом контексте способствует улучшению качества восстановленной речи и значительно повышает устойчивость к помехам в канале связи. [8, 11].

Алгоритм маскирования речевой информации на основе алгоритма Хургина-Яковлева для производных высших порядков.

Изучим системы асинхронного маскирования, основанные на представлении Хургина-Яковлева в временной области. При обработке радиосигналов в системах передачи, использующих это представление, анализируется его форма в виде децимированных отсчетов сигнала и его производных. Это позволяет создать несколько возможных потоков при передаче сигнала: поток децимированных отсчетов самого сигнала и поток децимированных отсчетов его производной.

При этом возможно комбинировать децимированные отсчеты сигнала и его производной во временной области. В этом случае маскированный сигнал можно записать следующим образом:

$$f_1(n) = f_c(2n) + \alpha_1 * f'(2n+1).$$

Для отсчетов сигнала и двух первых производных формула для маскированного речевого сигнала имеет вид:

$$f_2(n) = f_c(3n) + \alpha_2 * f'(3n+1) + \alpha_3 f''(3n+2).$$

Для отсчетов сигнала и двух первых производных формула для маскированного речевого сигнала имеет вид:

$$f_3(n) = f_c(4n) + \alpha_4 * f'(4n+1) + \alpha_4 f''(4n+2) + \alpha_5 f''' \quad (4n+3),$$

где α1 , α2 , α3 , α4 , α5 - нормировочные коэффициенты отсчетов децимированной производной относительно отсчетов децимированного сигнала. С целью получения наибольшей степени маскирования, с учетом соотношения энергии сигнала и производной, коэффициент выбирается в пределах 2,5…3 для первой производной и до 8…10 для второй и третьей производной.

Для наращивания скрытности сигнала возможно применение алгоритма маскирования, основанного на нормировке децимированной производной. Однако, вместо усреднения по всей последовательности, нормировка применяется к отдельным блокам отсчетов длительностью 16 миллисекунд. Такой подход увеличивает субъективную оценку маскирования на 0,5 балла. Минусом данного метода является необходимость передачи коэффициента нормировки вместе с каждым блоком, что ведет к некоторой избыточности сигнала.

Существенное снижение остаточной разборчивости маскированного сигнала может быть достигнуто посредством алгоритма маскирования со сдвигом отсчетов сигнала и его производной. Смещение блоков децимированных отсчетов производной относительно децимированных отсчетов сигнала на 15 аналитических сегментов имитирует эффект эхомаскирования, где соседние речевые сегменты маскируют друг друга. Это приводит к частичному подавлению речи в канале. Недостатком данного метода является то, что паузы в сигнале не маскируются, поэтому его рекомендуется применять в системах, где паузы отсутствуют или не передаются.

Применение задержки не способствует усилению степени маскирования. Поэтому в системах, где не требуется алгоритм обнаружения фальсификаций, задержка может отсутствовать. Если же есть потребность в повышении криптостойкости, небольшая задержка может быть использована для увеличения количества комбинаций параметров алгоритма (ключей). Поскольку сдвиг может достигать 10 блоков (по 64 отсчета в каждом) и может осуществляться как вперед, так и назад, общее число ключей возрастает в 1280 раз. Дополнительные методы увеличения криптостойкости включают вариативность числа отсчетов в группе (от 4 до 8 отсчетов сигнала и производной, с возможностью их различного количества) – 25 вариантов, и коэффициента отсчетов производной (от 0,5 до 2 при сохранении помехоустойчивости) – 15-30 вариантов. Это позволяет получить общее число комбинаций параметров алгоритма в диапазоне от 5*105 до 106 без использования дополнительных алгоритмов.

Расширение набора возможных комбинаций параметров алгоритма (ключей) достигается путем внедрения модификаций предложенного метода маскирования. В этих модификациях число отсчетов как исходного, так и децимированного сигнала, а также его производной, варьируется согласно заранее известному на приемной стороне правилу. Такой подход способствует увеличению общего числа доступных ключей, делая расшифровку замаскированного сигнала практически невыполнимой задачей.

График на рисунке 1 демонстрирует зависимость остаточной разборчивости маскированного сигнала, сформированного по описанной методике при N1=64, от размера группы

отсчетов. Показаны два случая: смещение отсчетов производной относительно основного сигнала на 0 (кривая 1) и на 10 блоков (кривая 2). Дополнительно, кривые 3 и 4 иллюстрируют остаточную разборчивость при использовании двух и трех производных, соответственно, без внесения какой-либо дополнительной временной задержки.

Для предоставленных зависимостей остаточной разборчивости маскированного сигнала были рассчитаны доверительные интервалы. Они основаны на 1000 оценок, проведенных с 99%-ной вероятностью, и составляют от 0,01 до 0,025 балла для различных выборок разнесенных систем (РС) на выходе анализируемых кодеков.

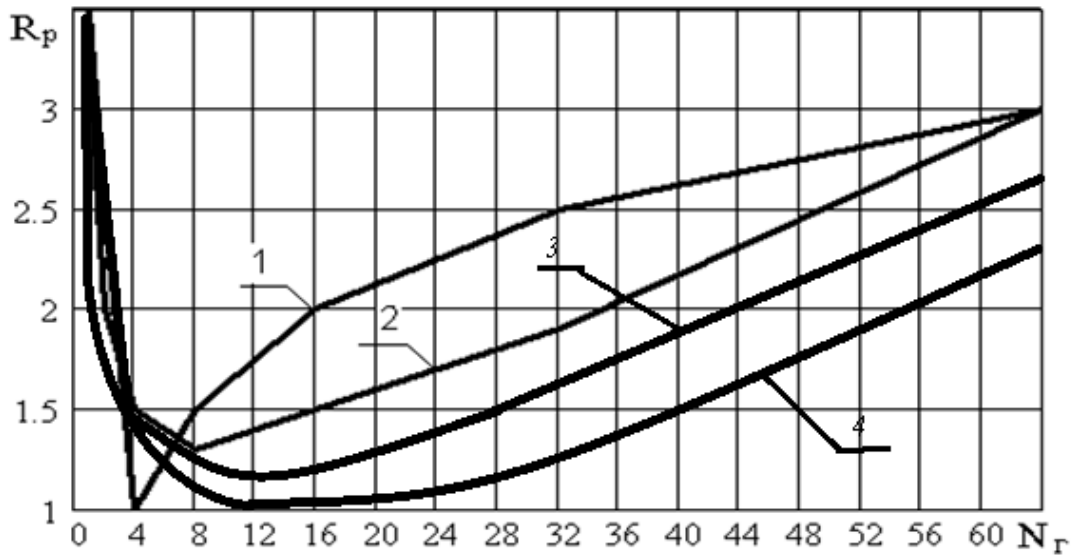


Рис. 1. Зависимости качества маскированного сигнала в зависимости от количества временных отсчетов в группе

Как видно из приведенных зависимостей, применение представления Хургина-Яковлева при использовании производных более высоких порядков позволяет повысить не только помехоустойчивость и качество востановленной речи, но и обеспечивают алгоритм асинхронного маскирования, который при достаточно большом числе параметров обеспечивают минимпальное качество маскированной речи за счет перемешивания отсчетов прореженного сигнала и его двух или трех производных даже без введения дополнительной задержки, как это требуется в случае первой производной.

Кроме того, такое преобразование является более инвариантно к паузам в речи и слабо зависит от количества отчетов в группе.

Заключение

В результате экспериментальных исследований, показано что применение представления Хургина-Яковлева при использованиии первых, вторых и третьих производных позволяет снизить остаточную разборчивость востановленной речи при перемешивании отсчетов сигнала и его производных, взятых с соответсвующими коэффициентами, обеспечивающими равенство энергетики для данных отсчетов.

Кроме того, применение производных высшего порядка в маскираторах на основе алгоритма Хургина-Яковлева позволяет снизить зависимость качества востановленной речи в зависимости от числа отсчетов в группе, что позволяет повысить количиство ключей маскиратора. Размер группы отсчетов возможно изменять вместо 4…8 до 4…44, а количесчтво групп при этом увеличивается от двух до 4.

Библиографический список

1. Качество передачи речи и его оценка: Учебное пособие / М. В. Илюшин, В. Т. Дмитриев, О. О. Басов, В. А. Тарусов; под общ. ред. С. Н. Кириллова. – Орел : Академия ФСО России, 2015. – 104 с.
2. В.Т. Дмитриев, Д.С. Константинова Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи.// Вестник РГРТУ. 2016. №56 – С.42-47
3. Андреев В. Г., Дмитриев В. Т. Алгоритм совместной реализации первичного кодека и маскиратора речевых сигналов с возможностью защиты фонограмм от фальсификаций// Вестник РГРТУ. 2023. №84. – С.66 -76.
4. Дмитриев В.Т. Адаптация кодеков речевых сигналов на основе теоремы В.А. Котельникова и модификации алгоритма Хургина-Яковлева к шумам в канале связи// Цифровая обработка сигналов №2. 2023 – С. 55 – 60
5. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Асинхронное маскирование, обнаружение фальсификаций и реставрация фонограмм речевых сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева./ Безопасность информационных технологий. 2003. №2. – С.26-30.
6. В.Т. Дмитриев, Д.И. Лукьянов Алгоритм маскирования на основе представления Хургина-Яковлева с использованием производных второго и третьего порядков. Вестник РГРТУ 2012 №4. –С.13-17
7. Дмитриев В.Т., Смирнов М.С. Исследование помехоустойчивой и защищенной системы передачи речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева.//Вестник РГРТУ 2022 №82 – С. 27- 37.
8. Дмитриев В.Т., Ву Хоанг Шон Применение трехканальной модификации алгоритма Хургина-Яковлева в алгоритмах первичного кодирования речевых сигналов. // Вестник РГРТУ. 2024. №88. – С.3 -14.
9. В.Т. Дмитриев, Е.А. Харланова Алгоритм кодирования речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева и вейвлет-пакетного разложения в системах компьютерной телефонии. Вестник РГРТУ 2010 № 1 (Выпуск 31) С. 98-101.
10. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Д.Е. Крысяев, С.С. Попов Исследование качества передаваемой речевой информации при различном сочетании алгоритмов кодирования источника и канала связи в условиях действия помех . Вестник РГРТУ 2008 № 1 (Выпуск 23) . С. 53-56.
11. Дмитриев В.Т. Адаптация кодеков речевых сигналов на основе теоремы В.А. Котельникова и модификации алгоритма Хургина-Яковлева к шумам в канале связи// Цифровая обработка сигналов №2. 2023 – С. 55 – 60

УДК 332.132; ГРНТИ 49.39

ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА ПЕРВИЧНОГО КОДЕКА С АДАПТАЦИЕЙ ДЛЯ СПУТНИКОВЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

К.Э. Лебедев, В.Т. Дмитриев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, mr.kirill-lebedev@yandex.ru, vol77@rambler.ru

Аннотация. В работе представлено исследование адаптивного первичного кодека, предназначенного для использования в спутниковых системах связи. Целью исследования и разработки является снижение задержки и повышение эффективности использования канала передачи. Проведен анализ стандартов CELP, MELP и Codec2, рассмотрены их ключевые особенности, области применения и перспективы адаптации под требования спутниковых каналов связи.

Ключевые слова: адаптивный кодек, спутниковая связь, стандарты CELP, MELP, Codec2, задержка, эффективное использование канала, помехоустойчивость.

SIMULATION OF FADING SIGNALS OF MILLIMETER WAVES BAND

K.E. Lebedev, V.T. Dmitriev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, mr.kirill-lebedev@yandex.ru, vol77@rambler.ru

Abstract. This paper presents the development of an adaptive primary codec intended for use in satellite communication systems. The aim of the development is to reduce delay and improve the efficiency of transmission channel utilization. An analysis of the CELP, MELP, and Codec2 standards is carried out, and their key features, applications, and prospects for adaptation to the requirements of satellite communication channels are considered.

Keywords: adaptive codec, satellite communication, standarts CELP, MELP, Codec2, delay, efficient channel utilization, noise immunity.

Введение

Спутниковые каналы связи характеризуются значительной задержкой распространения сигнала и жесткими ограничениями по доступной полосе пропускания, что непосредственно влияет на качество передачи речевой информации [1…4]. Для обеспечения эффективной передачи речи в таких условиях требуются специализированные кодеки, обеспечивающие приемлемое качество при низкой скорости потока данных [1, 2].

В современных системах первичного кодирования речевых сигналов используются модификации алгоритма Хургина-Яковлева, включая реализации с трехканальной структурой, что позволяет улучшить качество кодирования и снизить уровень акустических помех [2…6].

Минимизация задержки кодирования является необходимым условием для работы в режиме реального времени [4]. Дополнительно требуется обеспечение устойчивости к помехам и потерям пакетов, характерным для спутниковых линий связи [3, 5, 7].

В работе анализируются три стандарта низкоскоростного кодирования речи: CELP, MELP и Codec2. При общей направленности на снижение битрейта, данные стандарты используют различные методы кодирования, что определяет их эффективность в условиях спутниковой связи [6, 8, 9].

Обзор стандартов CELP, MELP и Codec2

Стандарт CELP представляет собой метод компрессии речевых сигналов, основанный на технике линейного предсказания (LPC) для аппроксимации спектральных характеристик речи. Базовый принцип метода заключается в представлении речевого сигнала в виде линейной комбинации предсказанных значений и случайных возбуждений, которые моделируют шумовую составляющую сигнала. В процессе кодирования выполняется оценка коэффициентов линейного предсказания и выбор кодов возбуждения, минимизирующих ошибку предсказания [2, 9, 10].

CELP находит широкое применение в сотовой связи и IP-телефонии (например, в стандарте G.729), а также используется в спутниковых и военных системах связи, где требуется эффективная передача голоса при ограниченной пропускной способности канала.

Достоинства CELP:

1. Эффективное сжатие: обеспечивает скорость передачи от 2400 до 4800 бит/с при сохранении приемлемого качества речи.
2. Устойчивость к потерям пакетов: структурные особенности кодека обеспечивают его работоспособность в каналах с повышенными требованиями к надежности.

Недостатки CELP:

1. Высокая вычислительная сложность: требует значительных аппаратных ресурсов для реализации.
2. Снижение качества при низком битрейте: проявляются характерные искажения речевого сигнала.

MELP является стандартом низкоскоростного кодирования речи, разработанным как развитие метода линейного предсказания. Ключевая особенность MELP заключается в использовании смешанного многополосного возбуждения, что обеспечивает более высокое качество синтезированной речи по сравнению с классическими LPC и CELP-кодеками.

Процесс кодирования включает сегментацию речевого сигнала на кадры длительностью 22,5 мс с последующим анализом параметров. Декодирование осуществляется путем восстановления сигнала на основе переданных параметров, что позволяет синтезировать речь с высокой разборчивостью даже при низкой битовой скорости.

Достоинства MELP:

1. Помехоустойчивость: многополосное возбуждение обеспечивает сохранение разборчивости речи в условиях интенсивных помех.

2. Эффективность при низком битрейте: обеспечивает скорость 1200–2400 бит/с с приемлемым качеством.
3. Адаптивность к условиям канала: алгоритмы спектральной коррекции компенсируют искажения в канале связи.

Недостатки MELP:

1. Высокая вычислительная сложность: требует больше ресурсов, особенно на этапе декодирования.
2. Дополнительные задержки: сложность алгоритмов кодирования увеличивает задержку обработки.

Codec2 представляет собой стандарт низкоскоростного кодирования речи, ориентированный на приложения с минимальными требованиями к скорости передачи данных. В основе Codec2 лежит гармоническое синусоидальное кодирование, при котором речевой сигнал представляется набором гармонических компонент с параметрами: частота основного тона (F0), амплитуды гармоник и фазовые соотношения [5…9].

Процесс кодирования включает следующие этапы:

1. Фреймирование – разбиение сигнала на кадры длиной 10–30 мс.
2. Спектральный анализ – выделение гармонических составляющих.
3. Квантование параметров – сжатие спектральных параметров.
4. Формирование битового потока – упаковка сжатых данных для передачи.

Декодирование выполняется путем восстановления сигнала из переданных спектральных параметров, что обеспечивает приемлемое качество речи даже при низком битрейте.

Достоинства Codec2:

1. Минимальный битрейт: поддержка скоростей от 700 до 3200 бит/с.
2. Низкая вычислительная сложность: требует меньше ресурсов по сравнению с CELP и MELP.

Недостатки Codec2:

1. Ограничения качества: при битрейте ниже 1200 бит/с качество речи снижается.
2. Естественность звучания: уступает CELP и MELP в передаче тембральных характеристик голоса.

Выводы

Результаты сравнительного анализа стандартов CELP, MELP и Codec2 демонстрируют, что необходимо универсальное решение для всего диапазона условий, характерных для спутниковых каналов связи. CELP обеспечивает высокое качество при умеренных битрейтах, но чувствителен к вычислительным ограничениям. MELP показывает лучшую помехозащищенность ценой увеличения задержки. Codec2 минимизирует битрейт и сложность, однако качество речи снижается при экстремально низких скоростях.

Для спутниковых систем, работающих в условиях переменной пропускной способности, изменения уровня помех и требований к задержке, перспективным решением является разработка адаптивного первичного кодека, способного переключаться между режимами работы или комбинировать отдельные элементы рассмотренных стандартов. Под адаптацией в данном контексте понимается динамическое изменение параметров кодирования (битрейт, метод возбуждения, частота кадровой синхронизации) в зависимости от состояния канала связи и требований приложения.

Предлагаемый подход к построению адаптивного кодека предполагает использование гибридной структуры, включающей:

1) модуль оценки текущего состояния канала (отношение сигнал/шум, уровень потерь пакетов, доступная полоса);

2) библиотеку профилей кодирования, соответствующих режимам CELP, MELP и Codec2 с возможностью промежуточных настроек;

3) блок принятия решения о переключении режима на основе пороговых критериев.

При ухудшении помеховой обстановки целесообразен переход на режим MELP с его повышенной помехозащищенностью. При восстановлении пропускной способности канала возможен возврат к режиму CELP для обеспечения более высокого качества. В условиях жесткого дефицита пропускной способности активируется режим Codec2 с минимальным битрейтом.

Таким образом, дальнейшая разработка адаптивного первичного кодека должна быть направлена на реализацию указанного гибридного подхода с оптимизацией алгоритмов переключения для минимизации задержек и вычислительных затрат, что является предметом дальнейших исследований.

Библиографический список

1. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Д.Е. Крысяев, С.С. Попов Исследование качества передаваемой речевой информации при различном сочетании алгоритмов кодирования источника и канала связи в условиях действия помех. Вестник РГРТУ 2008 № 1 (Выпуск 23). С. 53-56.

2. В.Т. Дмитриев, Е.А. Харланова Алгоритм кодирования речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева и вейвлет-пакетного разложения в системах компьютерной телефонии. Вестник РГРТУ 2010 № 1 (Выпуск 31) С. 98-101.

3. В.Т. Дмитриев, Д.И. Лукьянов Алгоритм маскирования на основе представления Хургина-Яковлева с использованием производных второго и третьего порядков. Вестник РГРТУ 2012 №4. –С.13-17.

4. Качество передачи речи и его оценка: Учебное пособие / М. В. Илюшин, В. Т. Дмитриев, О. О. Басов, В. А. Тарусов; под общ. ред. С. Н. Кириллова. – Орел: Академия ФСО России, 2015. – 104 с.

5. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Асинхронное маскирование, обнаружение фальсификаций и реставрация фонограмм речевых сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева. / Безопасность информационных технологий. 2003. №2. – С.26-30.

6. Дмитриев В.Т., Ву Хоанг Шон Применение трехканальной модификации алгоритма Хургина-Яковлева в алгоритмах первичного кодирования речевых сигналов. // Вестник РГРТУ. 2024. №88. – С.3 -14.

7. Андреев В.Г., Дмитриев В.Т. Алгоритм совместной реализации первичного кодека и маскиратора речевых сигналов с возможностью защиты фонограмм от фальсификаций// Вестник РГРТУ. 2023. №84. – С.66 -76.

8. В.Т. Дмитриев, Д.С. Константинова Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи. // Вестник РГРТУ. 2016. №56 – С.42-47

9. Дмитриев В.Т., Лантратов С.Ю. Адаптивный алгоритм кодирования на основе кодека CELP и модификации алгоритма Хургина-Яковлева// Вестник РГРТУ. 2024. №88. – С.21 -30

10. Дмитриев В.Т. Адаптация кодека CELP к воздействию акустических помех//Вестник рязанского государственного радиотехнического университета. 2021. № 76, - С.25-34.

УДК 621.396; ГРНТИ 49.43

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ЦИФРОВОГО ТРОПОСФЕРНОГО ТРАКТА СТАНЦИИ «ГРОЗА-1,5»

Е.О. Михайлина

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, mihailina.ct@yandex.ru

Аннотация. В работе представлена разработка комплексной имитационной модели цифрового тракта малогабаритной тропосферной станции «Гроза-1,5». Рассмотрен полный путь прохождения сигнала – от генерации исходного битового потока до оценки качества восстановленных данных. Модель включает модули помехоустойчивого кодирования (свёрточное кодирование, декодирование по Витерби), квадратурную фазовую манипуляцию (QPSK), а также реалистичные модели тропосферного канала связи – замираний (модель SISO Fading Channel) и аддитивного белого гауссовского шума (AWGN). Особое внимание уделено блокам синхронизации потоков данных Rate Transition, обеспечивающим корректное сравнение сигналов на различных тактовых частотах. Спроектированная схема позволяет оценить влияние параметров канала на коэффициент битовых ошибок (BER) и соответствует заявленным в технических характеристиках станции скорости передачи данных до

25 Мбит/с и рабочему диапазону частот 4,4–4,75 ГГц. Приведена подробная структурная схема модели с описанием функций каждого блока.
Ключевые слова: тропосферная связь, имитационное моделирование, QPSK, свёрточный код, замирания, коэффициент битовых ошибок, станция «Гроза-1,5».

DEVELOPMENT OF A DIGITAL TROPOSPHERIC CHANNEL MODEL FOR THE «GROZA-1,5» STATION

E.O. Mikhaylina
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, mihailina.ct@yandex.ru

Abstract. The paper presents the development of a comprehensive simulation model of the digital channel of the compact tropospheric station "Groza-1.5". The complete signal path is considered — from the generation of the source bit stream to the assessment of the quality of the restored data. The model includes modules for error-correcting coding (convolutional coding, Viterbi decoding), quadrature phase shift keying (QPSK), as well as realistic models of the tropospheric communication channel — fading (SISO Fading Channel model) and additive white Gaussian noise (AWGN). Special attention is paid to the Rate Transition blocks, which ensure correct comparison of signals at different clock rates. The designed scheme allows evaluating the influence of channel parameters on the bit error rate (BER) and corresponds to the station's declared technical characteristics: data transfer rate up to 25 Mbps and operating frequency range of 4.4–4.75 GHz. A detailed block diagram of the model with a description of the functions of each block is provided.
Keywords: tropospheric communication, simulation modeling, QPSK, convolutional code, fading, bit error rate, «Groza-1.5» station.

Цифровые малогабаритные тропосферные станции, такие как «Гроза-1,5», предназначены для организации надёжных каналов связи на большие расстояния в условиях сложного рельефа и отсутствия развитой инфраструктуры. Их работа основана на явлении тропосферного рассеяния ультракоротких волн, что обеспечивает дальность связи до 300 км. Ключевой особенностью таких систем является необходимость работы в канале с интенсивными замираниями, вызванными многолучевым распространением, рефракцией и изменчивостью диэлектрических свойств тропосферы [1].

Проектирование и оптимизация параметров подобных систем требует применения методов имитационного моделирования, позволяющих оценить потенциальные характеристики тракта до его аппаратной реализации. Целью данной работы является разработка детализированной модели цифрового тракта станции «Гроза-1,5» [4], включающей все основные этапы обработки сигнала, для анализа помехоустойчивости и соответствия системы заданным техническим требованиям.

Структура имитационной модели

Разработанная модель реализована в виде сквозной схемы обработки сигнала и включает три основных сегмента: передающий, канальный и приёмный (рис. 1). Логика построения модели соответствует классической структуре цифровой системы связи [2, 3].

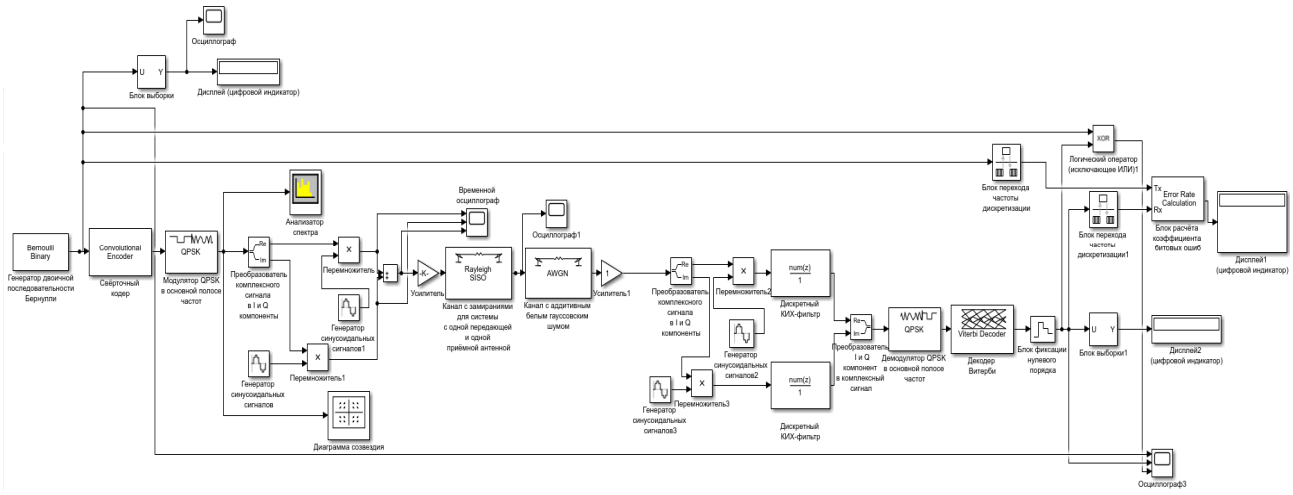


Рис. 1. Обобщённая структурная схема имитационной модели цифрового тропосферного тракта

Передающий тракт

Исходный поток данных генерируется блоком ***Bernoulli Binary Generator*** (генератор случайных двоичных сигналов), который имитирует информационный сигнал, эквивалентный данным, поступающим через Ethernet-интерфейс станции со скоростью до 25 Мбит/с. Для повышения помехоустойчивости битовый поток кодируется свёрточным кодом с помощью блока ***Convolutional Encoder*** (свёрточный кодер), добавляющим избыточность для последующего обнаружения и исправления ошибок. Выбор свёрточного кодирования обусловлен его эффективностью в каналах с памятью, каковым является тропосферный канал, и относительной простотой реализации алгоритма декодирования Витерби.

Далее закодированные данные модулируются по методу квадратурной фазовой модуляции (***QPSK Modulator Baseband***). QPSK была выбрана как компромиссное решение, обеспечивающее требуемую спектральную эффективность (2 бит/с/Гц) для достижения скорости 25 Мбит/с в ограниченной полосе частот, а также обладающее достаточной устойчивостью к фазовым искажениям, характерным для тропосферного канала.

Для переноса спектра из основной полосы в рабочий радиочастотный диапазон (4,4–4,75 ГГц) используется процедура гетеродинирования. Комплексный QPSK-сигнал разделяется на квадратурные компоненты (***I*** и ***Q***) блоком ***Complex to Real-Imag*** (преобразователь комплексного сигнала в действительную и мнимую компоненты). Каждая компонента умножается на гармоническое колебание несущей частоты с помощью перемножителей (Product) и гетеродинов (Sine Wave), которые представляют собой генераторы синусоидальных сигналов, выполняющие роль опорных генераторов частоты. После суммирования (Sum) формируется полный радиосигнал, готовый к передаче. Схема передающего тракта представлена на рисунке 2.

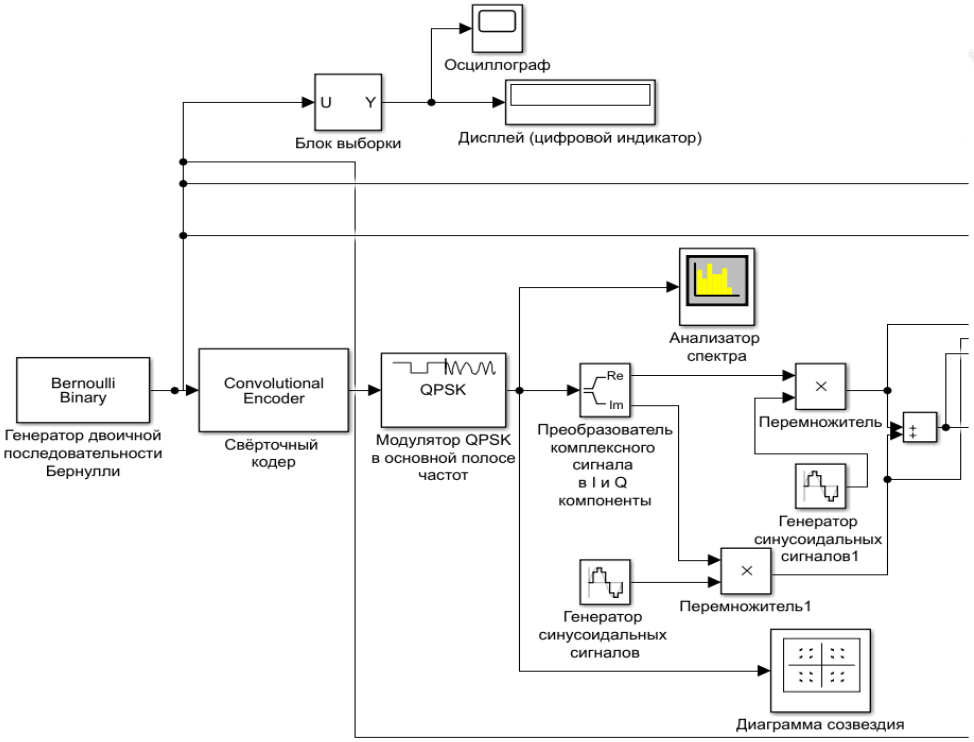


Рис. 2. Передающий тракт

Тропосферный канал

Сформированный радиосигнал перед излучением проходит через усилитель мощности, который в модели представлен блоком ***Gain*** (усилитель). Этот блок устанавливает уровень мощности передатчика в соответствии с техническими характеристиками станции. Далее сигнал поступает в среду распространения, моделирование которой является ключевым для достоверной оценки системы. Схема тропосферного канала изображена на рисунке 3.

Тропосферный канал связи смоделирован как последовательность трёх ключевых компонентов:

- Первый компонент – усилитель передатчика (***Gain***), задающий мощность излучаемого сигнала.
- Второй компонент – модель замираний (***SISO Fading Channel*** – канал с замираниями для системы с одной передающей и одной приёмной антенной). Данный блок имитирует эффекты многолучевого распространения, включая интерференцию сигналов, приходящих по разным траекториям с различными задержками и доплеровскими сдвигами. Параметры модели настраиваются в соответствии с типичными для тропосферной связи условиями.
- Третий компонент – модель аддитивного белого гауссовского шума (***AWGN Channel*** – канал с аддитивным белым гауссовским шумом). Этот блок добавляет к сигналу тепловые шумы приёмника и другие широкополосные помехи.

После прохождения канала ослабленный и искажённый сигнал поступает на входной усилитель приёмника (Gain1), который компенсирует потери в тракте и приводит уровень сигнала к значениям, необходимым для корректной работы демодулятора. Такое комбинированное представление канала, включающее регулировку уровней как на входе, так и на выходе, позволяет с высокой степенью достоверности оценить деградацию сигнала на реальной трассе и исследовать энергетический бюджет радиолинии.

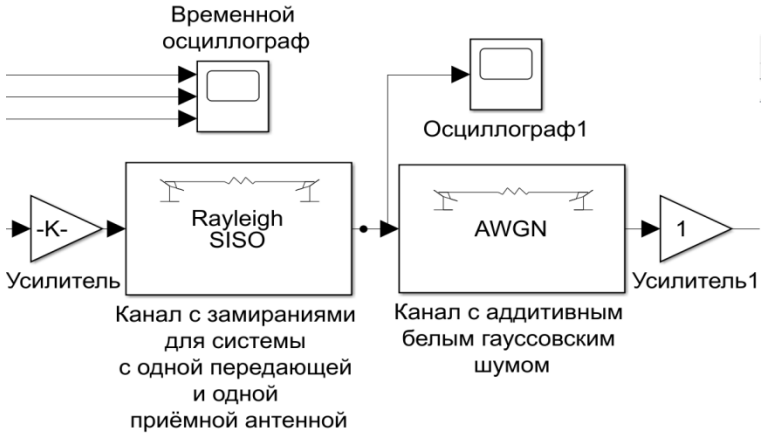


Рис. 3. Тропосферный канал

Приёмный тракт

Усиленный блоком ***Gain1*** сигнал поступает в схему когерентного демодулятора. С помощью гетеродинов (***Sine Wave2, Sine Wave3***), которые также являются генераторами синусоидальных сигналов, выполняющими роль опорных генераторов, и перемножителей (***Product2, Product3***) осуществляется перенос сигнала обратно в основную полосу. Фильтры низких частоты (***Discrete FIR Filter***) выполняют роль согласованных фильтров, подавляя шумы и побочные спектральные составляющие, тем самым максимизируя отношение сигнал/шум на входе демодулятора. Схема приемного тракта показана на рисунке 4.

Восстановленные квадратурные компоненты объединяются блоком ***Real-Imag to Complex*** (преобразователь действительной и мнимой компонент в комплексный сигнал) и поступают на ***QPSK Demodulator Baseband*** (QPSK демодулятор основной полосы). Демодулированный битовый поток декодируется ***Viterbi Decoder*** (декодер Витерби), который на основе алгоритма максимального правдоподобия исправляет ошибки, возникшие в канале. Выход декодера сглаживается блоком ***Zero-Order Hold*** (блок фиксации нулевого порядка) для подготовки к синхронизации с исходным потоком.

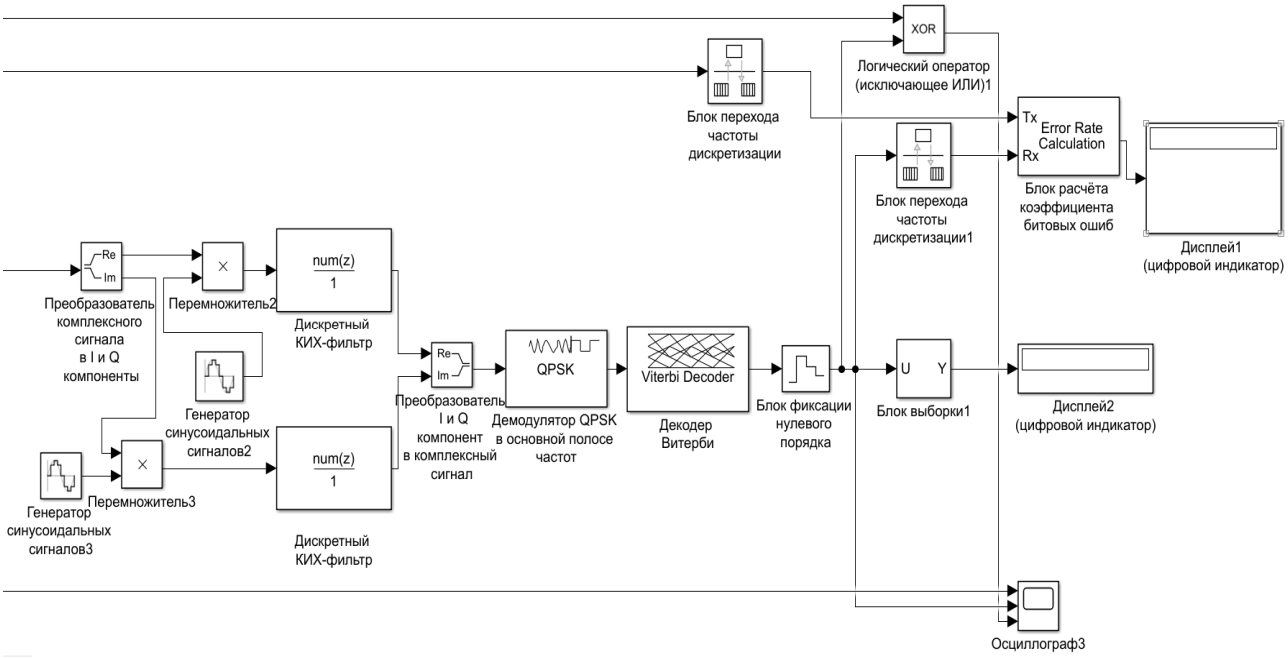


Рис. 4. Приёмный тракт и блоки системы оценки качества сигнала

Система оценки качества

Для анализа эффективности работы тракта в модель интегрирована система контроля ошибок рисунок 4. Восстановленный поток данных сравнивается с исходным, сгенерированным ***Bernoulli Binary Generator***. Однако при моделировании цифровых систем связи возникает важная проблема: сигналы на различных этапах обработки имеют разную частоту дискретизации – после демодуляции и декодирования тактовая частота может отличаться от частоты исходного генератора, а также могут содержаться избыточные данные или переходные процессы, не подлежащие сравнению. Для корректного сравнения сигналов необходимо привести их к единой временной шкале, и выделить только те фрагменты, которые действительно подлежат анализу.

Эту функцию выполняют блоки ***Selector*** (блоки выборки), которые позволяют выбирать нужные элементы из сигнала-вектора. В представленной модели блоки ***Selector*** используются для выделения информационной части сигнала перед подачей на дисплеи и блоки сравнения, исключая служебные данные и переходные процессы в начале и конце моделирования. Это обеспечивает корректность визуализации и расчёта BER, поскольку на дисплеи выводятся только те биты, которые действительно участвуют в оценке качества связи.

Дополнительную функцию синхронизации выполняют блоки ***Rate Transition*** (блоки перехода частоты дискретизации). Первый блок ***Rate Transition*** расположен на передающей стороне и подготавливает эталонный сигнал для блока вычисления ошибок. Второй установлен после декодера Витерби и ***Zero-Order Hold*** (блок фиксации нулевого порядка), обеспечивая синхронизацию восстановленного потока данных с эталонным перед подачей на блок ***Error Rate Calculation*** (блок расчёта коэффициента битовых ошибок). Блоки ***Rate Transition*** решают задачи согласования частот дискретизации между различными частями модели, работающими с разными тактовыми частотами, и предотвращают ложное появление ошибок, вызванных несовпадением моментов отсчётов, а не реальными искажениями сигнала. В зависимости от соотношения частот блок может выполнять повышение (интерполяцию) или понижение (децимацию) частоты дискретизации.

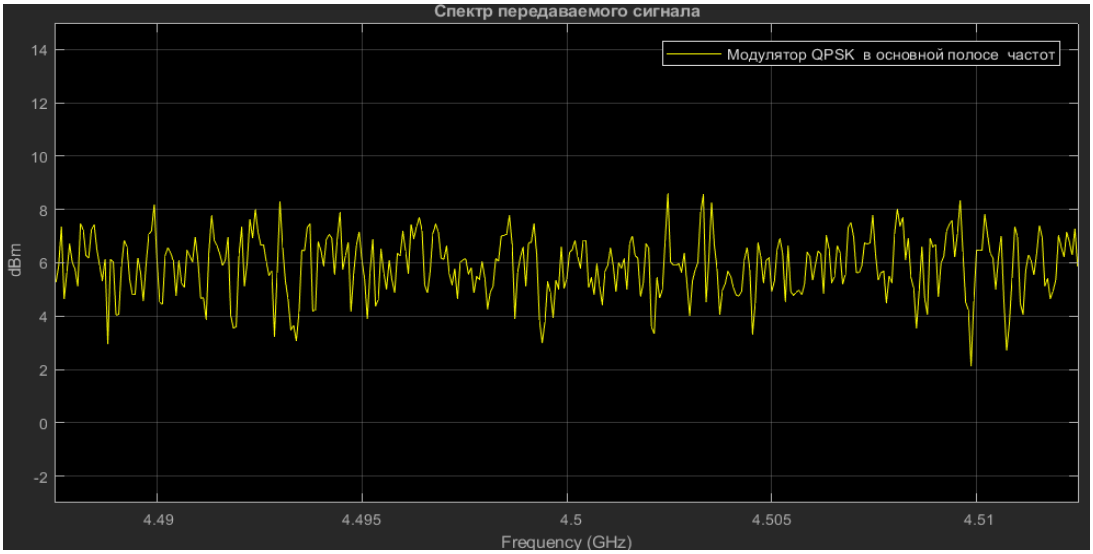


Рис. 5. Спектр передаваемого сигнала

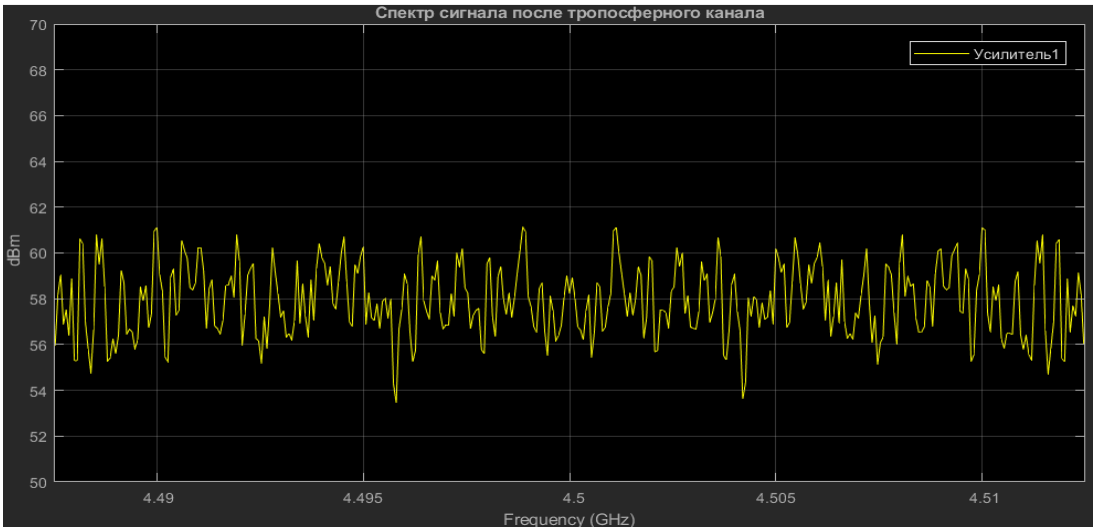


Рис. 6. Спектр сигнала после тропосферного канала

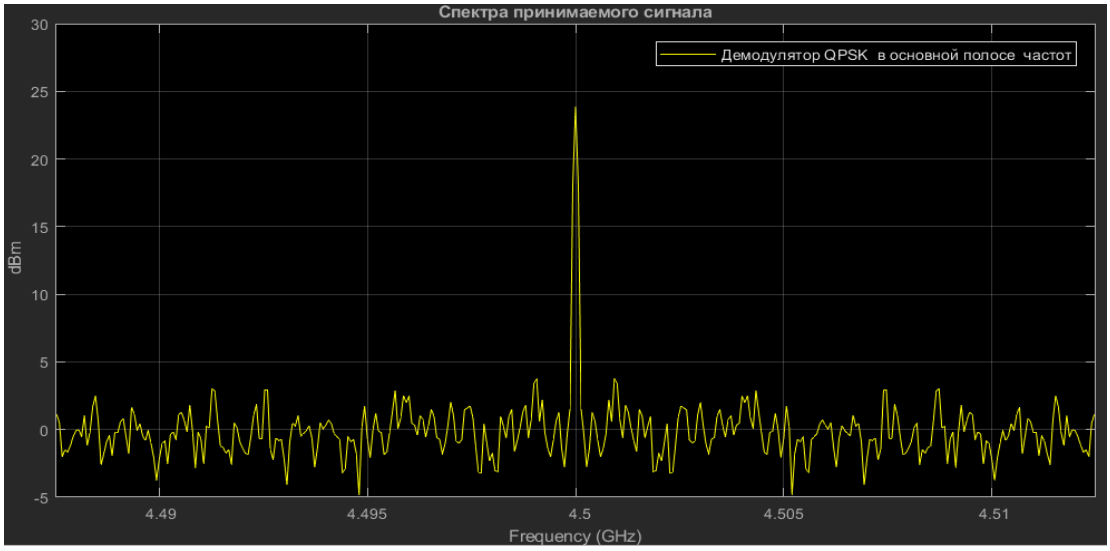


Рис. 7. Спектра принимаемого сигнала

Выводы

В ходе выполнения работы была разработана и реализована имитационная модель цифрового тракта тропосферной станции «Гроза-1,5» в среде Simulink. Модель включает все ключевые этапы обработки сигнала: генерацию данных, помехоустойчивое кодирование, модуляцию QPSK, перенос спектра в рабочий диапазон частот 4,4–4,75 ГГц, моделирование тропосферного канала с замираниями и шумами, демодуляцию, декодирование и оценку качества связи.

При тестировании модели были получен спектр передаваемого сигнала (рисунок 5), спектр сигнала после тропосферного канала (рисунок 6) и спектр принимаемого сигнала (рисунок 7). Спектр демонстрирует корректную форму, характерную для QPSK-модуляции, с центральной частотой 4,5 ГГц и шириной главного лепестка около 12,5 МГц, что соответствует теоретическим ожиданиям. Уровень боковых лепестков указывает на хорошую спектральную чистоту сигнала.

Анализ спектра, снятого после декодера Витерби, показывает пиковую мощность сигнала 24,2 дБ (263 мВт) при уровне первого бокового лепестка 4,0 дБм (2,5 мВт). Подавление бокового лепестка составляет 20,2 дБ, что превышает теоретическое значение для QPSK-

сигнала и свидетельствует о наличии формирующих фильтров в тракте. Мощность в боковом лепестке менее 1% от мощности главного, что подтверждает высокую спектральную чистоту восстановленного цифрового сигнала и корректную работу декодера Витерби и всего приёмного тракта в целом.

Таким образом, разработанная модель представляет собой основу для дальнейших исследований и настройки, позволяя в перспективе получить достоверные результаты, соответствующие реальным характеристикам станции тропосферной связи «Гроза-1,5».

Библиографический список

1. Сиваков И.Р., Ионов С.В. Основные направления совершенствования тропосферной связи. Информционно-телекоммуникационные технологии. Системы, средства связи и управления. №4, «Концерн «Созвездие», Воронеж, 2015г.

2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2007. – 1104 с.

3. Proakis J.G., Salehi M. Digital Communications. – 5th ed. – McGraw-Hill, 2007. – 1152 p.

4. Техническое описание и инструкция по эксплуатации цифровой малогабаритной тропо-сферной станции «Гроза-1,5». – АО «НПП «Радиосвязь», 2021.

УДК 621.395; ГРНТИ 49.39

МЕТОД ПЕРВИЧНОГО КОДИРОВАНИЯ РЕЧИ НА ОСНОВЕ МОДИФИЦИРОВАННОГО АЛГОРИТМА ХУРГИНА – ЯКОВЛЕВА И ДИСКРЕТНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

В.Т. Дмитриев, Ву Хоанг Шон

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, vol77@rambler.ru, vuhoangson.adaf@gmail.com

Аннотация. В работе предложен метод первичного кодирования речевых сигналов, основанный на интеграции модифицированного алгоритма Хургина-Яковлева и дискретного вейвлет-преобразования. Сигнал разделяется на N узкополосных каналов с частотой дискретизации F_s/N, каждый из которых обрабатывается вейвлет-преобразованием с J уровнями декомпозиции. Экспериментально обоснованы оптимальные параметры: N=2, P=1, вейвлет db4, J=4. Метод обеспечивает разреженность 91,8%, SegSNR 9,6 дБ, ViSQOL 3,52 при битрейте 2,85 кбит/с.

Ключевые слова: первичное кодирование речи, алгоритм Хургина-Яковлева, дискретное вейвлет-преобразование, энергетическое пороговое значение, сжатие речевых сигналов.

PRIMARY SPEECH CODING METHOD BASED ON THE MODIFIED KHURGIN–YAKOVLEV ALGORITHM AND DISCRETE WAVELET TRANSFORM

V.T. Dmitriev, Vu Hoang Son

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, vol77@rambler.ru, vuhoangson.adaf@gmail.com

Annotation. This work proposes a method for primary speech signal coding based on the integration of a modified Khurgin-Yakovlev algorithm and the Discrete Wavelet Transform. The signal is decomposed into N narrowband channels with a sampling rate of F_s/N, each processed using a wavelet transform with J decomposition levels. Optimal parameters were experimentally validated: N=2, P=1, db4 wavelet, and J=4. The method achieves 91,8% sparsity, a SegSNR of 9,6 dB, and a ViSQOL score of 3,52 at a bitrate of 2,85 kbit/s.

Key words: primary speech coding, Khurgin-Yakovlev algorithm, Discrete Wavelet Transform, energy threshold value, speech signal compression.

Эффективное сжатие речевых сигналов остается актуальной задачей для радиотехнических систем передачи информации с ограниченной пропускной способностью канала. Современные методы кодирования речи можно разделить на две основные категории. К первой

категории относятся параметрические вокодеры (MELP, AMBE, Codec2), которые обеспечивают экстремально низкий битрейт 1,2…2,4 кбит/с за счет передачи только параметров модели источник-фильтр, однако страдают от синтетического звучания и высокой чувствительности к фоновому шуму. Вторая категория включает перцептуальные кодеры на основе линейного предсказания с возбуждением кодовой книгой (AMR-NB, G.729), которые обеспечивают высокое качество речи (MOS > 4,0), но требуют битрейта 4,75…8 кбит/с, что является избыточным для диапазона 2…4 кбит/с, необходимого для радиотехнических систем специального назначения.

Альтернативный подход к сжатию речи основан на концепции разреженного представления в ортогональных базисах [1]. Дискретное вейвлет-преобразование (ДВП) обеспечивает одновременную локализацию во времени и частоте, что позволяет сконцентрировать значительную часть энергии сигнала в небольшом числе коэффициентов. После энергетической пороговой обработки ненулевые коэффициенты квантуются и кодируются с использованием кодирования. Однако прямое применение ДВП к широкополосному речевому сигналу (0…4 кГц) приводит к недостаточной разреженности ρ (долю нулевых коэффициентов) типично 85…88% [2]. Для преодоления указанного ограничения в настоящей работе предлагается интеграция модифицированного алгоритма Хургина-Яковлева (МАХ-Я) и дискретного вейвлет-преобразования.

Математическая модель интегрированной системы

Предлагаемая система кодирования включает три последовательных этапа обработки на передающей стороне: спектральное разделение, вейвлет-декомпозицию и энергетическую пороговую обработку, что представлено на рисунке 1.

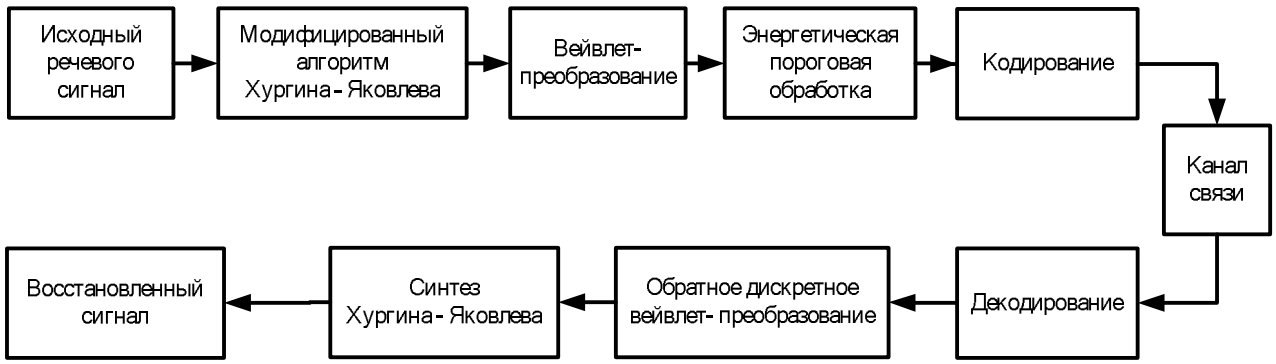


Рис. 1. Структурная схема кодирования речи на основе МАХ-Я и дискретного вейвлет-преобразования

Рассмотрим математическое описание каждого этапа.

Спектральное разделение на основе МАХ-Я: МАХ-Я разделяет входной речевой сигнал $x[n]$ с частотой дискретизации F_s на N узкополосных каналов с частотой F_s/N каждый. Сначала в частотной области вычисляются производные k-го порядка $(k = 0,1,\ldots,N-1)$ по формуле $X^{(k)}(f) = (j2\pi f)^k X(f)$, где $X(f)$ – дискретное преобразование Фурье сигнала $x[n]$. Затем применяется обратное дискретное преобразование Фурье для получения $x^{(k)}[n]$ во временной области. Далее каждая производная децимируется с коэффициентом N, формируя N прореженных каналов: $x_{KY}^{(k)}[h] = x^{(k)}[Nh]$.

При $P > 1$ процедура применяется рекурсивно, формируя N^P выходных каналов с частотой дискретизации F_s/N^P. Восстановление сигнала выполняется P-этапным синтезом с

интерполяцией коэффициентом N и суммированием каналов через синтезирующие фильтры, обеспечивающими точную реконструкцию.

Вейвлет-декомпозиция. Каждый из N^P выходных каналов МАХ-Я разбивается на кадры длиной N_{fr} отсчетов с применением оконной функции Ханна. К каждому кадру независимо применяется дискретное вейвлет-преобразование с J уровнями разложения.

На каждом уровне j используются анализирующие фильтры нижних и высоких частот для получения аппроксимирующих $C_i^{(j)}$ и детализирующих $D_i^{(j)}$ коэффициентов. Декомпозиция применяется рекурсивно к аппроксимирующим коэффициентам предыдущего уровня. Результатом являются J наборов детализирующих коэффициентов разных масштабов и один набор аппроксимирующих коэффициентов J-го уровня. Восстановление сигнала выполняется обратным ДВП с синтезирующими фильтрами.

Пороговая обработка. Для каждого набора вейвлет-коэффициентов применяется энергетическая пороговая обработка с параметром $\alpha_{i,j} \in [0,1]$, определяющим долю сохраняемой энергии. Коэффициенты сортируются по убыванию энергии, вычисляется пороговый индекс для сохранения заданной доли энергии, коэффициенты ниже порога обнуляются. Разреженность вычисляется как доля нулевых коэффициентов к общему числу. Ненулевые коэффициенты квантуются и кодируются.

Восстановление сигнала. На приемной стороне выполняется обратная последовательность операций. Сначала декодирование восстанавливает квантованные вейвлет-коэффициенты для каждого кадра каждого канала. Затем к восстановленным коэффициентам применяется обратное дискретное вейвлет-преобразование (ОДВП) для реконструкции временных отсчетов всех кадров. Наконец, блок синтеза МАХ-Я выполняет P-этапную реконструкцию исходного сигнала: на каждом этапе производится интерполяция с коэффициентом N, фильтрация синтезирующими фильтрами и суммирование выходов всех каналов. Результатом является восстановленный речевой сигнал с исходной частотой дискретизации F_s.

Выбор оптимальных параметров

Для обеспечения эффективности интегрированной системы необходимо экспериментально обосновать выбор параметров модели: число каналов N и этапов разложения P в алгоритме МАХ-Я, тип вейвлета ψ и число уровней разложения J.

Исследование проводилось на экспериментальной базе, включающей 100 речевых фраз длительностью 3…5 секунд с частотой дискретизации 8 кГц. Кадрирование выполнялось с длиной кадра 512 отсчетов (64 мс) и перекрытием 50% с применением окна Ханна для снижения краевых эффектов. Критерии оценки: разреженность ρ (%), сегментное отношение сигнал/шум SegSNR (дБ), перцептуальное качество ViSQOL (баллы), битрейт (кбит/с) и вычислительная сложность (мс/сек).

Выбор параметров N и P определяется компромиссом между степенью снижения частоты дискретизации, качеством восстановления и вычислительной сложностью. При фиксированных параметрах вейвлет-преобразования (db4, J=4) проведено сравнение шести конфигураций МАХ-Я с различными сочетаниями $N \in \{2,3,4\}$ и $P \in \{1,2\}$. Результаты первого этапа приведены в таблице 1, где также указана частота дискретизации каждого канала $F_{sк} = Fs/N^P$.

Таблица 1. Сравнение конфигураций МАХ-Я

N, P	$F_{sк}$ (кГц)	ρ (%)	SegSNR (дБ)	ViSQOL (баллов)	Битрейт (кбит/с)	Сложн. (мс/сек)
N=2, P=1	4,0	91,8±1,3	9,6±0,8	3,52±0,19	2,85±0,35	28,5
N=2, P=2	2,0	92,5±1,1	10,2±0,7	3,68±0,17	3,42±0,38	42,8
N=3, P=1	2,67	90,2±1,5	9,1±0,9	3,38±0,22	3,15±0,42	41,2
N=4, P=1	2,0	88,7±1,8	8,5±1,0	3,18±0,25	3,68±0,52	52,9

Анализ таблицы 1 показывает, что конфигурация N=2, P=1 обеспечивает оптимальный баланс характеристик. По сравнению с N=2, P=2 разреженность снижается лишь на 0,7% пункта (91,8% против 92,5%), тогда как битрейт уменьшается на 16,7%, а вычислительная сложность — на 33,4%. Физическое объяснение: частота дискретизации канала 4 кГц при J=4 уровнях обеспечивает полосу аппроксимирующих коэффициентов 0…125 Гц, которая полностью покрывает диапазон основного тона речи F_0 = 80…300 Гц, создавая максимальную концентрацию энергии. Конфигурации $N \geq 3$ приводят к излишнему сужению полос каналов и росту числа передаваемых коэффициентов, что увеличивает битрейт при снижении SegSNR на 1,1…2,3 дБ. Таким образом, для дальнейших исследований выбрана конфигурация N=2, P=1.

Зафиксировав N=2, P=1, на втором этапе проводилось сравнение пяти семейств вейвлетов при уровне декомпозиции J=4. Одновременно, путём пробных экспериментов при $J \in \{3, 4, 5\}$ для вейвлета db4 было установлено, что J=4 является оптимальным: J=3 недостаточно разделяет основной тон от формантной области (полоса аппроксимации 0…250Гц включает часть первой форманты), а J=5 даёт слишком мало аппроксимирующих коэффициентов (16 вместо 32), что вызывает артефакты при квантовании. Результаты сравнения вейвлетов при J=4 приведены в таблице 2.

Из таблицы 2 следует, что вейвлеты семейства Добеши демонстрируют наилучшую разреженность благодаря максимальному числу нулевых моментов, обеспечивающих компактную концентрацию энергии. Вейвлет db4 выбран как оптимальный компромисс: при длине фильтра 8 (как у sym4), он превосходит sym4 по всем показателям, а по сравнению с db6 сокращает вычислительную сложность на 20,0% при уменьшении разреженности лишь на 0,4 п.п. и снижении ViSQOL лишь на 0,06. Биортогональные вейвлеты уступают по разреженности вследствие неортогональности декомпозиции, что приводит к неравномерному распределению энергии по коэффициентам. Таким образом, окончательно выбранная конфигурация системы: N=2, P=1, вейвлет db4, J=4 – используется в дальнейшем анализе.

Таблица 2. Сравнение семейств вейвлетов (N=2, P=1, J=4)

Семейство	Длина фильтра	ρ (%)	SegSNR (дБ)	ViSQOL (баллов)	Битрейт (кбит/с)	Сложн. (мс/сек)
db4	8	91,8±1,3	9,6±0,8	3,52±0,19	2,85±0,35	28,5
db6	12	92,2±1,2	9,8±0,7	3,58±0,18	2,78±0,33	34,2
sym4	8	91,5±1,4	9,5±0,8	3,48±0,20	2,92±0,36	29,1
coif2	12	90,8±1,5	9,3±0,9	3,42±0,21	3,08±0,38	35,8
bior3.3	6/8	89,2±1,7	8,9±1,0	3,25±0,23	3,35±0,42	30,5

Анализ кривых скорость–искажение

Для оценки эффективности предложенного метода относительно базовых подходов построены кривые скорость–искажение (R-D). Каждая кривая получена варьированием параметра энергетического порога $\alpha \in [0{,}65;\ 0{,}99]$ при фиксированных оптимальных параметрах каждой системы; в результате охватывается диапазон битрейтов 1,5…7 кбит/с. Сравниваются три системы: предложенный метод (МАХ-Я N=2 + ДВП db4,J=4) – кривая 1, прямое применение ДВП без МАХ-Я (db4, J=4) – кривая 2 и трёхканальный вариант МАХ-Я+ДВП – кривая 3. Кривые R-D по двум критериям качества приведены на рисунке 1.

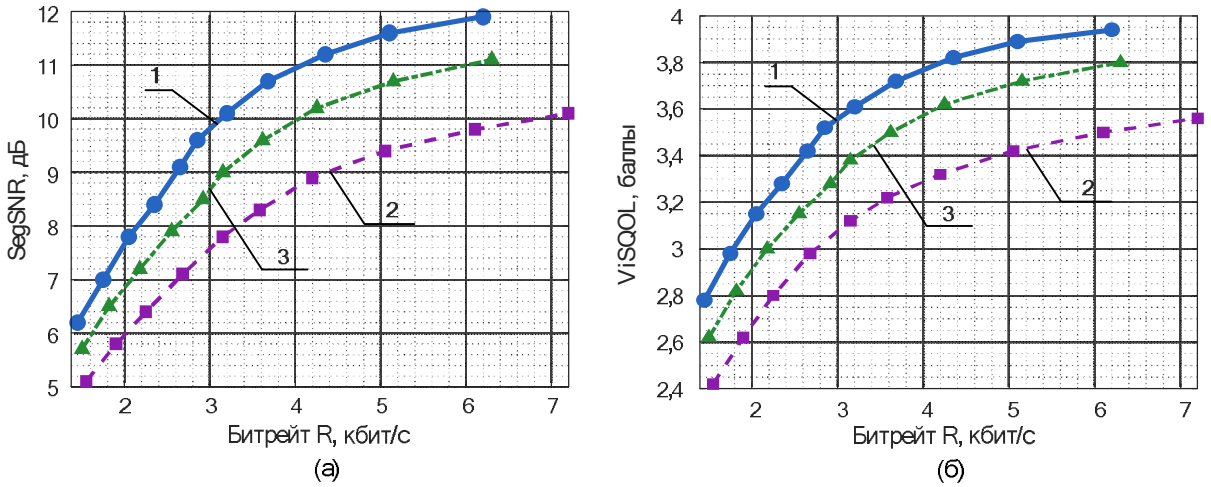


Рис. 3. Кривые скорость–искажение (R-D) трёх методов первичного кодирования речи: (а) SegSNR; (б) ViSQOL

Из рисунка 1 следует, что кривая предложенного метода систематически расположена левее и выше кривых обоих конкурентов во всём диапазоне битрейтов 1,5…7 кбит/с, что свидетельствует о превосходстве по критерию скорость–искажение. В целевой зоне 2…4 кбит/с это преимущество наиболее выражено: при рабочей точке 2,85 кбит/с предложенный метод обеспечивает ViSQOL=3,52, тогда как ДВП прямой при сопоставимом битрейте 2,68 кбит/с – лишь ViSQOL=2,98, а трёхканальный MAX-Я+ДВП достигает ViSQOL=3,52 лишь при 3,62 кбит/с.

Граница приемлемого качества ViSQOL=3,5 пересекается с кривой предложенного метода при битрейте ≈2,6 кбит/с; для трёхканального MAX-Я+ДВП эта граница соответствует ≈3,5 кбит/с, а для ДВП прямого – ≈5,0 кбит/с. Иными словами, предложенный метод обеспечивает приемлемое качество при битрейте на 26% ниже, чем метод «трёхканальный MAX-Я+ДВП», и на 48% ниже, чем ДВП прямой. Физической причиной является то, что двухканальное MAX-Я-разделение формирует узкополосные сигналы, для которых J=4 уровня декомпозиции создают практически идеальную частотно-временну́ю локализацию: производные сигнала обладают более равномерными по мощности коэффициентами, что облегчает пороговую обработку.

В диапазоне малых битрейтов 1,5…2,0 кбит/с преимущество предложенного метода по ViSQOL составляет 0,20…0,36 баллов относительно метода «трёхканальный MAX-Я+ДВП» и 0,33…0,56 – относительно ДВП прямого. Это означает, что при сверхнизком битрейте предложенный метод деградирует менее резко, поскольку двухканальная структура позволяет сохранить основной тон (F0-область) в аппроксимирующих коэффициентах даже при агрессивном пороговом отсечении детализирующих коэффициентов.

Выводы

В работе предложен метод первичного кодирования речевых сигналов, интегрирующий MAX-Я и дискретное вейвлет-преобразование. На основе систематических экспериментов на базе 100 речевых фраз (Fs=8 кГц) обоснована оптимальная конфигурация: N=2, P=1, вейвлет db4, J=4 уровня декомпозиции. Метод обеспечивает разреженность 91,8%, SegSNR=9,6 дБ, ViSQOL=3,52 при битрейте 2,85 кбит/с и вычислительной сложности 28,5 мс/сек.

Сравнительный анализ кривых скорость–искажение подтвердил систематическое превосходство предложенного метода над базовыми альтернативами во всём диапазоне 1,5…7 кбит/с. В частности, достижение ViSQOL=3,5 требует битрейта лишь 2,6 кбит/с против 3,5 кбит/с для трёхканального MAX-Я+ДВП и 5,0 кбит/с для ДВП без MAX-Я. Ключевое преимущество определяется тем, что двухканальное разделение на 4 кГц создаёт оптимальные условия для четырёхуровневой вейвлет-декомпозиции: полоса аппроксимации 0–125 Гц по-

крывает диапазон основного тона F0, обеспечивая максимальную концентрацию энергии. Предложенный метод рекомендуется для применения в радиотехнических системах специального назначения с пропускной способностью канала 2…4 кбит/с.

Библиографический список

1. Кириллов С. Н., Дмитриев В. Т., Крысяев Д.Е., Попов С. С. Исследование качества передаваемой речевой информации при различном сочетании алгоритмов кодирования источника и канала связи в условиях действия помех// Вестник РГРТУ. 2008. № 1 (Выпуск 23) – С. 53–56.

2. Дмитриев В. Т., Лукьянов Д. И. Алгоритм маскирования на основе представления Хургина-Яковлева с использованием производных второго и третьего порядков// Вестник РГРТУ. 2012. №4 – С.13-17.

3. Дмитриев В. Т., Харланова Е. А. Алгоритм кодирования речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева и вейвлет-пакетного разложения в системах компьютерной телефонии// Вестник РГРТУ. 2010. № 1 (Выпуск 31) – С. 98–101.

4. Дмитриев В. Т., Ву Хоанг Шон Применение трехканальной модификации алгоритма Хургина-Яковлева в алгоритмах первичного кодирования речевых сигналов// Вестник РГРТУ. 2024. №88. – С.3 -14.

5. Дмитриев В. Т. Адаптация кодеков речевых сигналов на основе теоремы В.А. Котельникова и модификации алгоритма Хургина-Яковлева к шумам в канале связи// Цифровая обработка сигналов. 2023. №2 – С. 55–60.

6. Андреев В. Г., Дмитриев В. Т. Алгоритм совместной реализации первичного кодека и маскиратора речевых сигналов с возможностью защиты фонограмм от фальсификаций// Вестник РГРТУ. 2023. №84. – С.66 -76.

7. Качество передачи речи и его оценка: Учебное пособие / М. В. Илюшин, В. Т. Дмитриев, О. О. Басов, В. А. Тарусов; под общ. ред. С. Н. Кириллова. – Орел : Академия ФСО России, 2015. – 104 с.

8. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Асинхронное маскирование, обнаружение фальсификаций и реставрация фонограмм речевых сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева./ Безопасность информационных технологий. 2003. №2. – С.26-30.

9. В.Т. Дмитриев, Д.С. Константинова Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи// Вестник РГРТУ. 2016. №56 – С.42-47.

УДК 004.9; ГРНТИ 50.47.29

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В ДИАГНОСТИКЕ ЗАБОЛЕВАНИЙ ОРГАНОВ ДЫХАНИЯ

Д.С. Антоненко, И.Р. Сафонов, Т.О. Делина , Л.В. Аронов
Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, simba070705@gmail.ru

Аннотация В статье рассматривается аппаратная реализация устройства для цифровой обработки акустических сигналов, его компоненты, принципы работы, а также визуализация процессов осмотра пациента с примерами результатов анализа. Описано взаимодействие микроконтроллера ESP32, микрофона MAX9814, резонатора с мембраной, модуля SD-карты и источниак питания. Рассмотрены принципы работы устройства, включая запись акустических сигналов, их оцифровку, предварительную обработку и анализ с использованием нейросетевых моделей. Показаны примеры результатов анализа дыхательных звуков и их интерпретация. Обсуждается значение цифровой обработки акустических сигналов для медицины и перспективы развития данной технологии.
Ключевые слова: цифровая обработка сигналов, акустическая диагностика, дыхательные звуки, микроконтроллер ESP32, MAX9814, резонатор, машинное обучение, нейросетевые модели, медицинские устройства.

ACOUSTIC SIGNALS DIGITAL PROCESSING IN THE RESPIRATORY DISEASES DIAGNOSTICS

D. S. Antonenko, I. R. Safonov, T. O. Delina , L. V. Aronov
V. F. Utkin Ryazan State Radioengineering University,
Russian Federation, Ryazan, simba070705@gmail.ru

Abstract. This article have discussed a device for acoustic signals digital processing hardware, its components, operating and patient examination processes with example analysis results. The inter-

action between the ESP32 microcontroller, MAX9814 microphone, resonator with membrane, SD card module, and power supply is described. The device operating principles including recording acoustic signals, their digitization, preprocessing, and analysis using neural network models are discussed. Examples of respiratory sound analysis results and their interpretation are shown. The acoustic signals digital processing importance in medicine and the prospects for the development of this technology are discussed.
Keywords: Digital signal processing, acoustic diagnostics, respiratory sounds, ESP32 microcontroller, MAX9814, resonator, machine learning, neural network models, medical devices.

Введение

Цифровая обработка акустических сигналов стала важнейшим инструментом в современной медицине, особенно в области диагностики заболеваний органов дыхания. Традиционные методы диагностики, такие как аускультация с использованием стетоскопа, зависят от субъективного опыта врача и не всегда обеспечивают достаточную точность. Использование портативных устройств позволяет выстраивать в рамках технологий персонифицированной медицины индивидуальную программу мониторинга показателей состояния здоровья. Подобные устройства могут быть использованы для постоянного мониторинга респираторных процессов у пациентов страдающих бронхо-лёгочными, сердечными и иными патологиями, сопровождающиеся изменением параметров дыхания, а также для групп риска, спортсменов и обучения медицинских работник. Внедрение цифровых технологий позволяет автоматизировать процесс анализа дыхательных звуков, повышая объективность диагностики и расширяя возможности для раннего выявления патологий, тем самым способствуя сбережению здоровья, улучшению прогноза заболевания и превентивному выявлению критических осложнений.

Следует отметить, что для эффективной записи акустических сигналов дыхательных звуков недостаточно использовать только микрофон. Необходим также резонатор с мембраной, для усиления и стабилизации акустического сигнала, что улучшает качество и облегчая последующую цифровую обработку, а также иные аппаратные решения.

Цель данной работы – рассмотреть аппаратную реализацию устройства для цифровой обработки акустических сигналов, его компоненты, а также принципы работы, которые обеспечивают высокую точность и автономность диагностики.

Аппаратная платформа устройства

Центральным элементом устройства является микроконтроллер ESP32, который выполняет ключевую роль в процессе цифровой обработки сигналов. ESP32 был выбран благодаря своим техническим характеристикам: двухъядерный процессор с тактовой частотой до 240 МГц, встроенные модули Wi-Fi и Bluetooth, а также наличие аналогово-цифрового преобразователя (ADC). Эти особенности позволяют ESP32 эффективно записывать, обрабатывать и анализировать аудиосигналы в реальном времени.

Микроконтроллер отвечает за оцифровку аналогового сигнала, поступающего с микрофона, его фильтрацию, сегментацию и извлечение признаков, необходимых для дальнейшего анализа с использованием алгоритмов машинного обучения.

Для захвата акустических сигналов используется микрофон MAX9814, который обеспечивает высокую точность записи дыхательных звуков. Однако, для улучшения качества записи и усиления акустического сигнала применяется резонатор с мембраной. Резонатор позволяет усилить звуковые колебания, создаваемые дыханием, и передать их на микрофон с минимальными потерями и искажениями. MAX9814 отличается низким уровнем шума, что минимизирует искажения и повышает качество записываемых данных. Аналоговый сигнал с микрофона передаётся на ESP32, где происходит его оцифровка и предварительная обработка.

Важным компонентом устройства является модуль SD-карты, который используется для хранения записанных аудиофайлов. Это позволяет сохранять данные для последующего анализа, обучения моделей машинного обучения или передачи результатов на внешние устройства. Модуль SD-карты подключается к ESP32 через интерфейс SPI, что обеспечивает быструю и надёжную передачу данных. Использование внешней памяти позволяет устройству работать автономно, без необходимости постоянного подключения к облачным сервисам или внешним компьютерам.

Для обеспечения автономной работы устройства используется источник питания на базе 9В батареи. Батарея подключается через стабилизатор напряжения, который преобразует 9В в необходимые 3.3В или 5В для питания ESP32 и микрофона. Это решение обеспечивает мобильность устройства и возможность его использования в полевых условиях, где доступ к электросети может быть ограничен.

Принципы работы устройства

Процесс работы устройства начинается с записи акустических сигналов. Резонатор с мембраной улавливает дыхательные звуки пациента и передаёт их на микрофон MAX9814, который преобразует акустические колебания в электрический сигнал. Этот этап является критически важным, так как качество записанного сигнала напрямую влияет на точность последующего анализа. ESP32 осуществляет оцифровку сигнала с частотой 16 кГц, что позволяет сохранить все необходимые частотные компоненты дыхательных звуков. Оцифрованный сигнал подвергается предварительной обработке, которая включает фильтрацию шумов, сегментацию и нормализацию. Эти шаги необходимы для подготовки данных к анализу с использованием алгоритмов машинного обучения.

Следующим этапом является анализ сигналов с использованием нейросетевых моделей. В данном устройстве применяется модель на основе архитектуры CRNN (Convolutional Recurrent Neural Network), которая обучена на аннотированном датасете ICBHI 2017. Этот датасет содержит более 900 записей дыхательных звуков с клиническими аннотациями, что позволяет модели распознавать три основных класса: нормальное дыхание, хрипы и крепитацию. Использование CRNN обеспечивает высокую точность классификации благодаря сочетанию свёрточных слоёв, которые выделяют локальные признаки сигнала, и рекуррентных слоёв, анализирующих временные зависимости. Модель обучена с применением методов аугментации данных и балансировки классов, что повышает её устойчивость к внешним шумам и вариативности записей.

После анализа сигналов устройство предоставляет пользователю результаты диагностики через веб-интерфейс, разработанный на базе Flask. Интерфейс позволяет загружать аудиофайлы, прослушивать их и получать результаты анализа в удобном виде. Важно отметить, что весь процесс обработки и анализа данных происходит локально на устройстве, что обеспечивает конфиденциальность и автономность работы. Это особенно актуально для медицинских приложений, где защита персональных данных пациентов является критически важной.

Визуализация работы устройства и интерпретация результатов

Аппаратная реализация устройства, включающая микроконтроллер ESP32, микрофон MAX9814, резонатор с мембраной, модуль SD-карты и источник питания – 9В батарею, показана на рис. 1.

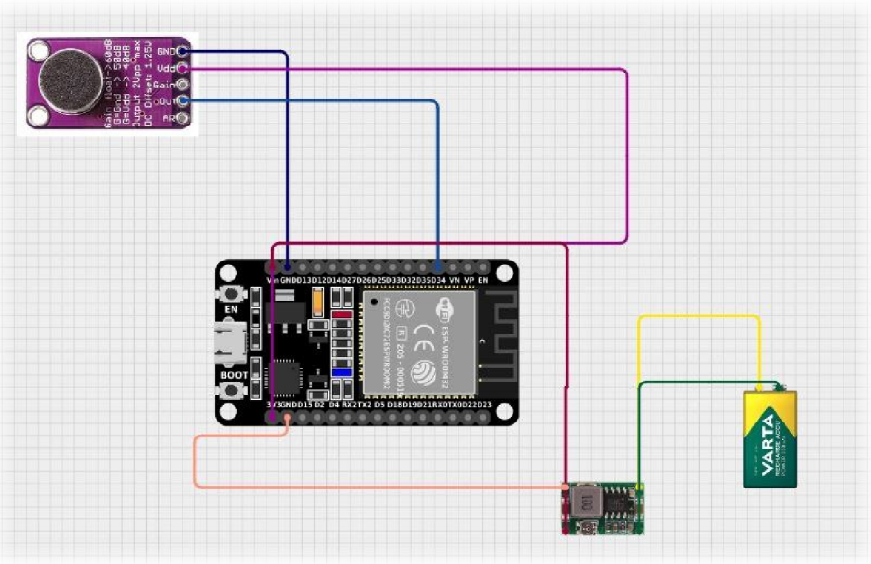


Рис. 1. Схема устройства

Каждый компонент играет ключевую роль в процессе цифровой обработки акустических сигналов, обеспечивая запись, анализ и хранение данных:

– ESP32 отвечает за обработку и анализ сигналов, используя алгоритмы машинного обучения для классификации дыхательных звуков;

– MAX9814 и резонатор с мембраной обеспечивают высококачественную запись акустических сигналов, что критически важно для точной диагностики;

– Модуль SD-карты позволяет сохранять аудиофайлы для дальнейшего анализа или передачи специалисту;

– 9В батарея обеспечивает автономную работу устройства, что делает его мобильным и удобным для использования в любых условиях.

Зоны осмотра и рекомендации по размещению устройства

Для достижения наилучших результатов анализа дыхательных звуков необходимо правильное размещение чувствительного элемента устройства на теле пациента. Ниже описаны ключевые зоны для осмотра и примеры результатов анализа.

Верхние доли лёгких (спереди и сзади)

Расположение: под ключицами спереди и между лопатками сзади.

Цель: выявление хрипов или крепитации, которые могут указывать на воспалительные процессы или скопление жидкости.

Рекомендация: пациенту следует сделать глубокий вдох и задержать дыхание на несколько секунд для лучшей записи звуков.

Средние доли лёгких (спереди и сбоку)

Расположение: на уровне 4-5 рёбер по средней подмышечной линии.

Цель: диагностика хрипов, которые могут свидетельствовать о бронхите или пневмонии.

Рекомендация: запись звуков должна проводиться как на вдохе, так и на выдохе.

Нижние доли лёгких (спереди и сзади)

Расположение: у основания лёгких, ближе к диафрагме.

Цель: обнаружение крепитации, которая часто встречается при пневмонии или отёке лёгких.

Рекомендация: пациенту следует наклониться вперёд для лучшего доступа к нижним долям.

Примеры результатов анализа

Хороший результат анализа (нормальное дыхание). Устройство фиксирует чёткие и равномерные дыхательные звуки без посторонних шумов, отсутствуют хрипы, крепитации или свисты (рис. 2).

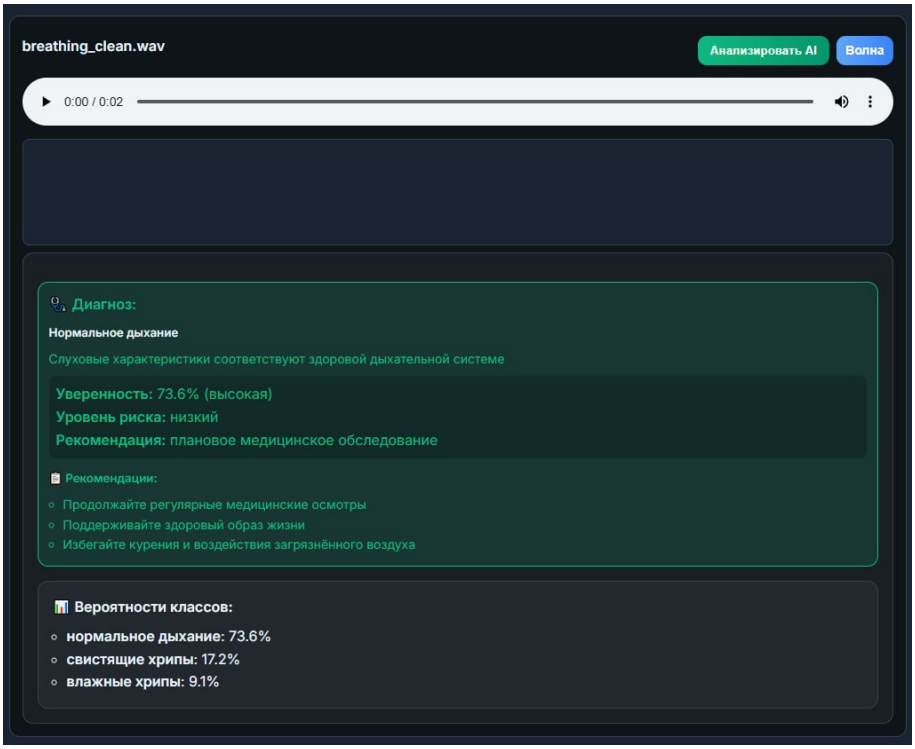


Рис. 2. Пример результатов осмотра человека без сопутствующих заболеваний

Интерпретация данных нейросетевым алгоритмом: пациент здоров, дыхательная система функционирует нормально. Рекомендован регулярный мониторинг для профилактики и в сезон простудных заболеваний.

Плохой результат анализа (обнаружены патологии). Устройство фиксирует звуки, свидетельствующие о патологии – хрипы, крепитацию или свисты (рис. 3).

Звуковая картина содержит хрипы (могут указывать на бронхит, астму или хроническую обструктивную болезнь лёгких), крепитацию (ассоциируется с пневмонией или фиброзом лёгких), свисты (могут свидетельствовать об обструкции дыхательных путей, например, при астме).

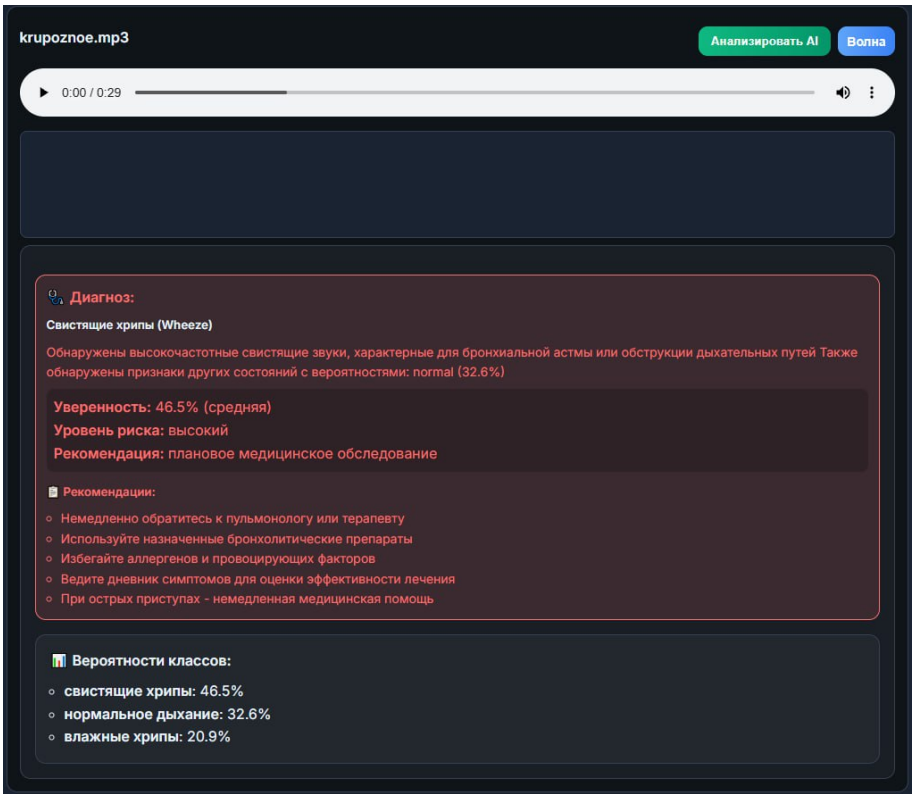


Рис. 3. Пример результатов осмотра человека с сопутствующими заболеваний

Интерпретация результатов нейросетевым алгоритмом: требуется дополнительная диагностика и консультация специалиста, рекомендовано: немедленное обращение к врачу для уточнения диагноза и назначения лечения.

Значение цифровой обработки акустических сигналов для медицины

Разработка устройств для цифровой обработки акустических сигналов открывает новые возможности в области диагностики заболеваний органов дыхания. Такие устройства позволяют автоматизировать процесс аускультации, снижая зависимость от субъективного опыта врача и повышая точность диагностики. Это особенно важно для раннего выявления патологий, таких как бронхит, астма и пневмония, когда своевременное лечение может предотвратить развитие осложнений.

Автономность устройства, обеспеченная локальной обработкой данных и использованием внешней памяти, позволяет применять его в условиях, где доступ к интернету или медицинским учреждениям ограничен. Это делает технологию доступной для широкого круга пользователей, включая жителей удалённых регионов, пациентов с хроническими заболеваниями и людей, ведущих активный образ жизни.

Цифровая обработка акустических сигналов также способствует развитию телемедицины и персонифицированной медицины. Интеграция подобных устройств в телемедицинские платформы позволяет врачам получать объективные данные о состоянии пациентов дистанционно, что улучшает качество диагностики и лечения. Кроме того, использование алгоритмов машинного обучения открывает перспективы для дальнейшего развития устройства, например, для анализа сердечных тонов или интеграции с мобильными приложениями для здоровья.

Заключение

Разработка устройств для цифровой обработки акустических сигналов – важный шаг в развитии современной персонифицированной медицины. Такие устройства сочетают в себе передовые технологии микроконтроллеров, высококачественные сенсоры, резонаторы с мембраной и алгоритмы машинного обучения, что позволяет создавать точные, автономные и доступные инструменты для диагностики заболеваний органов дыхания, в том числе для предварительной диагностики лицом, не имеющим медицинской квалификации. Внедрение этих технологий способствует улучшению качества медицинской помощи, снижению нагрузки на систему здравоохранения и повышению доступности своевременной диагностики заболеваний органов дыхания для широких слоёв населения. Дальнейшее развитие технологии включает проведение клинических испытаний, сертификацию устройств и расширение их функциональных возможностей для внедрения в медицинскую практику.

Библиографический список

1. ICBHI Scientific Committee. Respiratory Sound Database [Электронный ресурс] // International Conference on Biomedical and Health Informatics (ICBHI). — 2017. — URL: https://www.kaggle.com/datasets (дата обращения: 22.02.2026).

2. Всемирная организация здравоохранения (ВОЗ). Хронические респираторные заболевания: глобальная стратегия диагностики, лечения и профилактики [Текст]. — Женева : ВОЗ, 2022. — 120 с.

3. Espressif Systems. ESP32 Datasheet [Электронный ресурс]. — Шанхай : Espressif Systems, 2021. — URL: https://www.espressif.com (дата обращения: 22.02.2026).

4. Maxim Integrated. MAX9814 Datasheet: Microphone Amplifier with AGC and Low-Noise Pre-Amplifier [Электронный ресурс]. — Сан-Хосе : Maxim Integrated, 2020. — URL: https://www.maximintegrated.com (дата обращения: 22.02.2026).

5. LeCun Y., Bengio Y., Hinton G. Deep Learning [Текст] // Nature. — 2015. — Vol. 521, № 7553. — P. 436–444.

6. Goodfellow I., Bengio Y., Courville A. Deep Learning [Текст]. — Cambridge : MIT Press, 2016. — 775 p.

7. Chollet F. Deep Learning with Python [Текст]. — Shelter Island : Manning Publications, 2017. — 384 p.

8. Bishop C. M. Pattern Recognition and Machine Learning [Текст]. — New York : Springer, 2006. — 738 p.

9. Russell S. J., Norvig P. Artificial Intelligence: A Modern Approach [Текст]. — Harlow : Pearson, 2020. — 1136 p.

10. Goldberger A. L., Amaral L. A. N., Glass L. [et al.] PhysioBank, PhysioToolkit, and PhysioNet: Components of a New Research Resource for Complex Physiologic Signals [Текст] // Circulation. — 2000. — Vol. 101, № 23. — P. e215–e220.

11. Pahwa M., Kumar H. A Review on Lung Sound Analysis Techniques [Текст] // Journal of Medical Systems. — 2020. — Vol. 44, № 4. — Art. 78.

12. Gavrilov M., Kochedykov E., Kurochkin A. Digital Signal Processing in Medical Diagnostics [Текст] // Biomedical Engineering. — 2021. — Vol. 55, № 3. — P. 112–120.

13. Murphy K. P. Machine Learning: A Probabilistic Perspective [Текст]. — Cambridge : MIT Press, 2012. — 1088 p.

14. Hastie T., Tibshirani R., Friedman J. The Elements of Statistical Learning [Текст]. — New York : Springer, 2009. — 745 p.

15. Mitchell T. M. Machine Learning [Текст]. — New York : McGraw-Hill, 1997. — 414 p.

16. Flask Documentation. Flask Web Framework [Электронный ресурс]. — URL: https://flask.palletsprojects.com (дата обращения: 22.02.2026).

17. Arduino Documentation. Arduino Software (IDE) [Электронный ресурс]. — URL: https://www.arduino.cc (дата обращения: 22.02.2026).

18. National Institutes of Health (NIH). Chronic Respiratory Diseases: Diagnosis and Management [Текст]. — Bethesda : NIH, 2021. — 210 p.

19. European Respiratory Society (ERS). Guidelines for the Diagnosis and Treatment of Chronic Respiratory Diseases [Текст]. — Lausanne : ERS, 2022. — 180 p.

20. American Thoracic Society (ATS). Standards for the Diagnosis and Management of Patients with COPD [Текст]. — New York : ATS, 2020. — 150 p.

УДК 621.371.391.1; ГРНТИ 49.46.01

ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ В ПОДВОДНОМ ЛАЗЕРНОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ С ШИРОКИМ СЕКТОРОМ ИЗЛУЧЕНИЯ

Л.В. Аронов

ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина», Российская Федерация, Рязань, LVArronov@yandex.ru

Аннотация. В настоящей статье исследован вопрос влияния ширины диаграммы направленности оптического передатчика на геометрические потери в подводном лазерном канале связи. Было получено математическое описание диаграммы направленности оптического передатчика в форме гауссова пучка. Получена формула, учитывающая форму диаграммы направленности в геометрических потерях. Показано, что вклад эффекта рассеяния в подводной среде в геометрические потери снижается с увеличением ширины сектора излучения оптического передатчика.

Ключевые слова: подводный оптический канал передачи информации, оптическая связь, беспроводной оптический канал, подводная связь, оптические линии связи.

GEOMETRICAL LOSSES IN AN UNDERWATER LASER COMMUNICATION CHANNEL WITH A WIDE RADIATION SECTOR

L.V. Aronov

V. F. Utkin Ryazan State Radioengineering University, Russian Federation, Ryazan, LVArronov@yandex.ru

Abstract. This article examines the influence of the beamwidth of an optical transmitter on the geometric losses in an underwater laser communication channel. A mathematical description of the beamwidth of an optical transmitter in the form of a Gaussian beam is obtained. A formula is derived that takes into account the beamwidth shape in geometric losses. It is shown that the contribution of scattering in the underwater environment to geometric losses decreases with increasing beamwidth of the optical transmitter.

Keywords: underwater optical wireless communication channel, optical wireless communication, free space optic, underwater communication, optical communication line.

Введение

В числе ключевых задач эксплуатации автономных необитаемых подводных аппаратов (АНПА) следует выделить мониторинг технического состояния подводных инженерных коммуникаций. Эта область применения охватывает плановые инспекционные и исследовательские работы на объектах нефтегазотранспортной системы, инфраструктуре добычи полезных ископаемых, а также на подводных линиях связи и электропередачи [1]. Комплексное обследование подразумевает диагностику не только целостности самих коммуникаций, но и анализ состояния прилегающего придонного рельефа. Особую значимость данная проблема приобретает для инфраструктуры, расположенной на малых глубинах, где возрастает риск механических повреждений вследствие антропогенного воздействия, в том числе преднамеренного.

Использование широкоугольных диаграмм направленности в технологии подводной беспроводной оптической связи позволяет снизить требование к точности наведения, что особенно важно при управлении АНПА. Передача потока видеоданных с борта АНПА на базовую станцию, пункт управления или подводный буй требует системы стабилизации и удержания луча в нужном направлении, с учётом нестабильного положения, вызванного наличием подводных течений, как горизонтальных, так и вертикальных, также волнений водной поверхности. Кроме того, достоинством широкоугольного луча является снижение вероятности перекрытия с последующим прерыванием связи, при воздействии объекта морской фауны.

Однако расширение луча приведёт к распределению мощности излучения оптического передатчика в большем угловом секторе, в результате чего плотность потока мощности снизится. Это приведёт к снижению оптической мощности на фоточувствительной площадке

фотоприёмника, вследствие чего произойдёт уменьшение отношения сигнал-шум и рост вероятности битовой ошибки [2].

Цель исследования заключается в определении влияния ширины диаграммы направленности на геометрические потери (потери, вызванные расходимостью луча в пространстве) для луча в форме гауссова пучка.

Представление луча в виде гауссова пучка

В беспроводных (открытых) оптических системах связи, в основе которых лежит технология оптики свободного пространства Free Space Optics (FSO), в том числе для подводных, угловое распределение плотности потока мощности в луче обычно принимается равномерным, равным величине угловой расходимости, что хорошо применимо для узкого луча, порядка нескольких миллирадиан [1,3,4].

Представление луча оптического передатчика беспроводного подводного лазерного канала связи в виед гауссова пучка обосновано тем, что в большинстве случаев луч лазера описывается, как гауссов пучок [5]. В этом случае, интенсивность излучения вычисляется по формуле:

$$I(r) = I_0 \exp\left(\frac{-2r^2}{w(z)^2}\right); \quad (1)$$

где r – радиальное расстояние от оси луча, м;

I_0 – пиковая интенсивность в центре луча;

$w(z)$ – радиус лазерного луча по уровню интенсивности $1/e^2$, определяемый по формуле:

$$w(z) = w_0\sqrt{1+\left(\frac{\lambda z}{\pi w_0^{\,2}}\right)^2}; \quad (2)$$

где λ – центральная длина волны полупроводникового лазера, м;

z – проекция расстояния от точки перетяжки z' на продольную ось луча, м;

w_0 – радиус перетяжки, равный:

$$w_0 = \frac{\lambda}{\pi tg(\theta_{div})}. \quad (3)$$

Графическая интерпретация параметров гауссова пучка показана на рисунке 1.

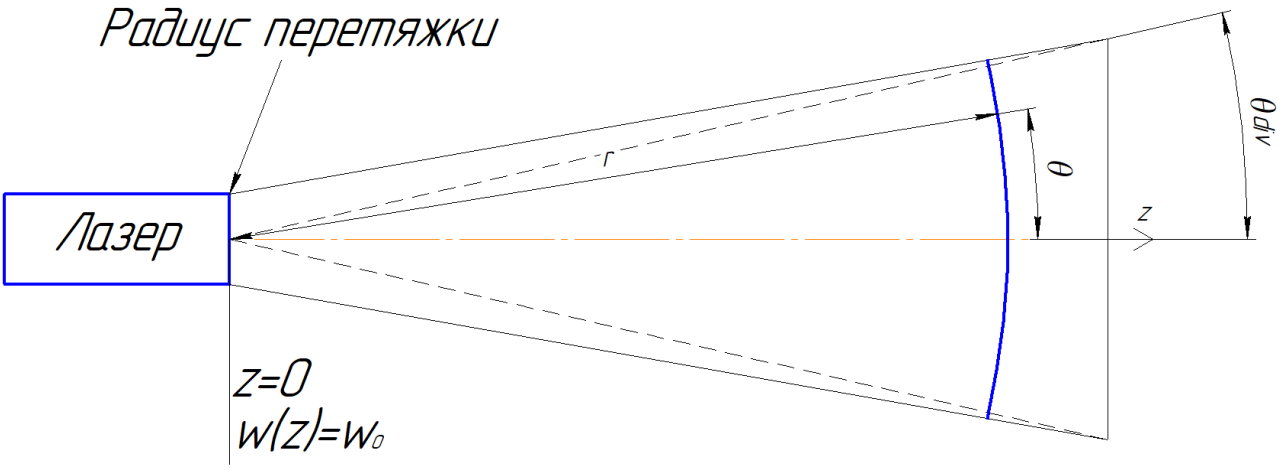


Рис. 1. Представление луча в виде гауссова пучка

Диаграмму направленности оптического передатчика в этом случае можно описать, преобразовав формулу (1), в результате чего получим:

$$F_{ПрД}(\theta) = \frac{I(r)}{I_0} = \exp\left(\frac{-2r^2}{w(z)^2}\right); \quad (4)$$

Учитывая, что от текущего значения угла θ зависит величина проекций расстояния от точки перетяжки до точки наблюдения z', необходимо выразить радиальное расстояние от оси луча r (проекция на плоскость, перпендикулярную оси луча) и проекцию z' на продольную ось луча z от текущего угла θ:

$$\begin{cases} r = z'\sin(\theta); \\ z = z'\cos(\theta). \end{cases}$$

В результате окончательное выражение для диаграммы направленности оптического передатчика приобретёт вид:

$$F_{ПрД}(\theta) = \frac{I(r)}{I_0} = \exp\left(\frac{-2\left(z'\cdot\sin(\theta)\right)^2}{\left(w_0\sqrt{1+\left(\frac{\lambda\cdot z'\cos(\theta)}{\pi {w_0}^2}\right)^2}\right)^2}\right). \quad (5)$$

Полученная диаграмма направленности (5) может быть использована для численной оценки геометрических потерь в подводном лазерном канале связи с широким сектором излучения.

Геометрические потери лазерного канала связи с широким сектором излучения

Энергия, излучаемая оптическим передатчиком, сосредоточена в узком луче, расширяющимся с углом расходимости θ_{div}.

По мере удаления от источника излучения диаметр светового пятна в точке приёма $d_Л = 2\cdot r$ увеличивается и на определенном расстоянии превысит диаметр приёмной апертуры, в результате чего часть энергии оптического излучения будет проходить мимо оптического приёмника. Потери мощности, вызываемые данным явлением, называются геометрическими потерями и определяется как отношение площади приёмной апертуры к площади сечения лазерного луча в точке приёма [5], в результате геометрические потери $L_Г$ возможно определить по формуле:

$$L_Г = \frac{D_{ПрМ}^2}{\left(D_{ПрД} + 2\cdot z'\cdot tg\left(\theta_{div}\right)\right)}, \quad (6)$$

где $D_{ПрМ}$ – диаметр приёмной апертуры, м;

$D_{ПрД}$ – диаметр передающей апертуры, м;

В окончательном виде, с учётом неравномерности, обусловленной формой диаграммы направленности оптического передатчика дополнительного угла рассеяния θ_{sc} [6,7], обусловленного свойствами среды, формула (6) принимает вид:

$$L_{\Gamma} = \frac{D_{ПрМ}^2}{\left(D_{ПрД} + 2 \cdot z' \cdot tg\left(\theta_{div} + \theta_{sc}\right)\right)} F_{ПрД}(\theta). \quad (7)$$

Полученная формула позволяет получить оценку потерь, связанных с расходимостью луча, при условии, что площадь пятна в точке приёма много больше площади приёмной апертуры.

Зависимость угла рассеяния от угла рассеяния θ_{sc}, рассчитанная по методике, описанной в [6], при среднем для воды коэффициенте преломления $n_0 = 1,33$ и среднем диаметре частиц $D = 10^{-6} м$ показана на рисунке 2.

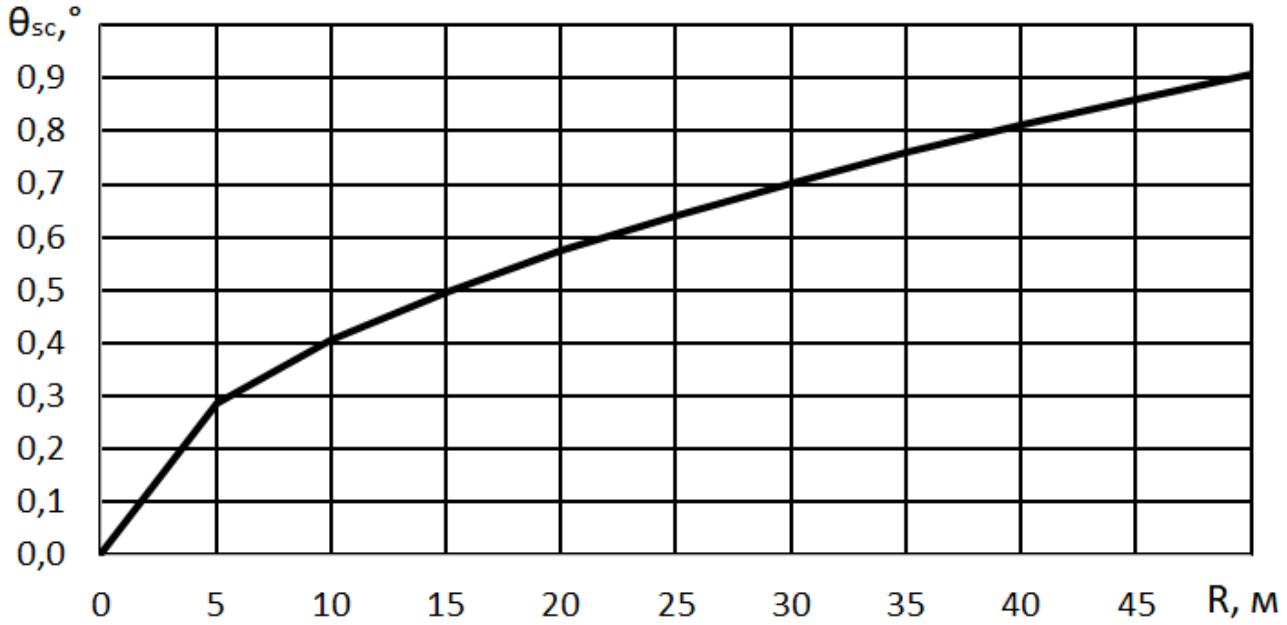


Рис. 2. Угол рассеяния лазерного луча в воде

Результаты расчёта показывают, что на расстоянии 50 метров средний угол рассеяния равняется 0,9°, что значимо при стандартном угле расходимости лазерного луча системы FSO, примерно равным 0,03° [1], более того, значительно превышает этот угол. При этом радиус лазерного луча на расстоянии 50 метров составляет $R_{луч} = 1,58$ м, а собственным углом расходимости лазерного луча можно пренебречь.

Численная оценка геометрических потерь для широкого сектора излучения

На основе полученных данных рассчитаем геометрические потери для подводного лазерного канала связи с широким сектором излучения на оси лазерного луча ($F_{ПрД}(\theta) = 1$). Размеры приёмной и передающих апертур приняты равными 5 см. Зависимости геометрических потерь от расстояния для различных углов расходимости $2\theta_{div}$ без учёта рассеяния в водной среде показаны на рисунке 3.

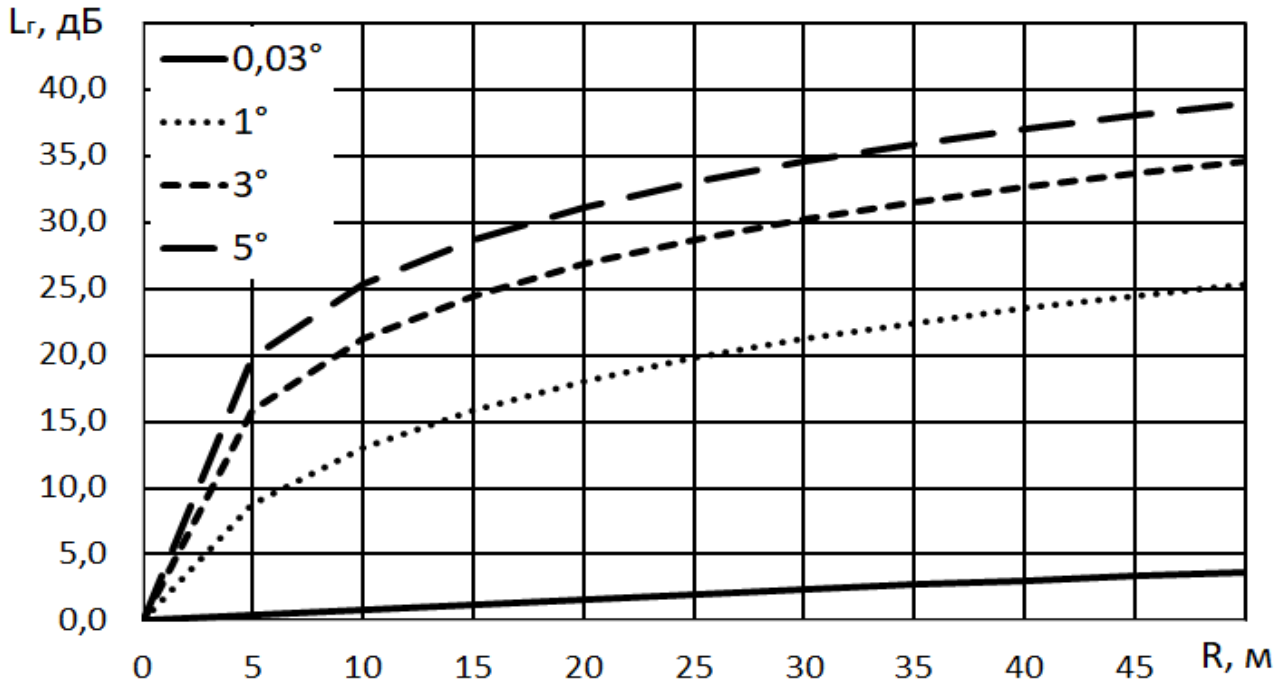


Рис. 3. Зависимость геометрических потерь от расстояния без учёта рассеяния

Зависимости геометрических потерь от расстояния для различных углов расходимости $2\theta_{div}$ с учётом рассеяния в водной среде показаны на рис. 4.

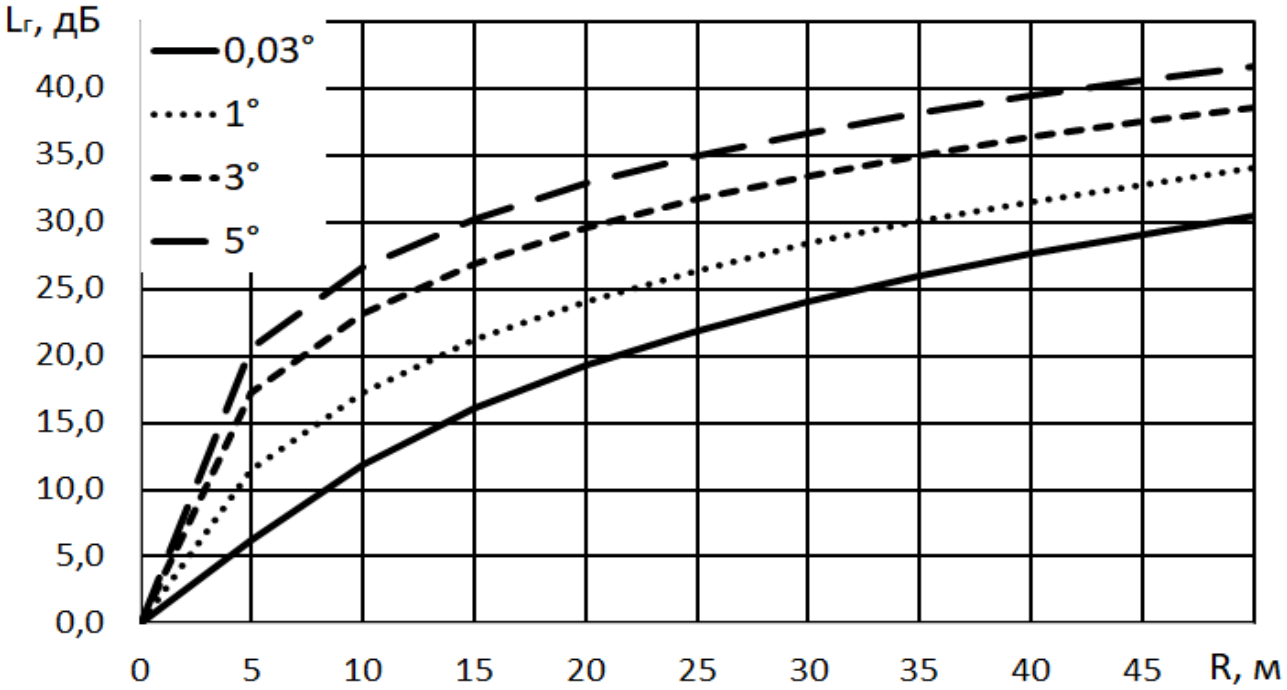


Рис. 4. Зависимость геометрических потерь от расстояния с учётом рассеяния

Сравнительный анализа зависимостей, изображённых на рисунках 3 и 4, показывает, что с увеличением угла расходимости (ширины диаграммы направленности) вклад эффекта рассеяния в суммарные геометрические потери снижается. Так, например при $2\theta_{div} = 0,03^{\circ}$ учёт угла рассеяния добавляет 26,8 дБ на расстоянии 50 м, то для $2\theta_{div} = 5^{\circ}$ вклад рассеяния снижается до 2,7 дБ. Таким образом, справедливо утверждать, что влияние эффектов рассея-

ния уменьшается с увеличением ширины диаграммы направленности оптического передатчика

Заключение

В результате работы определено влияние ширины диаграммы направленности оптического передатчика в виде гауссова пучка на геометрические потери, при широком секторе излучения. Согласно полученным результатам справедливо утверждать, что при увеличении ширины диаграммы направленности уменьшается влияние эффектов рассеяния на общий результат, однако при этом потери, связанные с расширением лазерного луча, возрастают. При этом также следует учитывать, что неравномерность гауссова пучка составляет в секторе $\pm\theta_{div}$ приблизительно 8,7дБ, что также следует учитывать, при расчёте энергетического бюджета подводного лазерного канала связи.

Библиографический список

1. Кириллов С.Н. Определение характеристик подводного открытого оптического канала передачи информации на больших глубинах [Текст] / С. Н. Кириллов, Л. В. Аронов // Вестник РГРТУ – 2018. – № 1 (63). – с. 40-48.

2. Кириллов С. Н. Разработка модели распространения оптического сигнала в водной среде для подводных систем передачи информации [Текст] / С. Н. Кириллов, С. А. Балюк, С. Н. Кузнецов, А. С. Есенин // Вестник РГРТУ. – 2012 – №2 – с. 3-8.

3. Kaushal H. Underwater optical wireless communication [Текст] / H. Kaushal, G. Kaddoum // IEEE Access, volume 4, 2016, pp. 1518-1547.

4. Abd El–Naser A. Mohamed Underwater wireless optical communications for short range typical ocean water types [Текст] / Abd El–Naser A. Mohamed, Hamdy A. Sharshar, Ahmed Nabih Zaki Rashed, Enab Salah El-dien // Canadian journal on electrical and electronics engineering. – 2012 . – No. 7, vol. 3 – pp. 344-361.

5. Bloom S. Understanding the performance of free-space optics [Текст] / S. Bloom, E. Korevaar, J. Schuster, H. Willebrand // Journal of optical networking, vol.2, No. 6, 2003, pp. 178-200

6. Аронов Л.В. Геометрические потери в подводном канале передачи информации на основе источника когерентного оптического излучения[Текст] / Л. В. Аронов // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2019: сб. тр. междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф.: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2019; Рязань. – 206с. , с. 118-121.

7. Кириллов С.Н. Пропускная способность подводного оптического канала передачи информации с кодоимпульсной модуляцией по интенсивности [Текст] / С. Н. Кириллов, Л. В. Аронов // Вестник РГРТУ – 2020. – № 4 (74). – с. 3-13. DOI: 10.21667/1995-4565-2020-74-3-13

УДК 621.396.677.7 ГРНТИ 47.45.29

ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБОВ СНИЖЕНИЯ УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ РЕЗОНАНСНОЙ ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ

Е.И. Даниленкова, Л.В. Аронов

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, liza121344@yandex.ru

Аннотация. В данной статье проведено исследование методов снижения уровня боковых лепестков резонансной волноводно-щелевой антенны. Рассмотрены три типа амплитудного распределения: равномерное, синусоидальное и квадратичное. Применена математическая модель волноводно-щелевой антенны на основе теоремы перемножения диаграмм. Результаты моделирования демонстрируют влияние амплитудного распределения на диаграмму направленности, показывая подавление боковых лепестков при одновременном расширения главного лепестка.

Ключевые слова: волноводно-щелевая антенная решётка, резонансная антенна, амплитудное распределение, уровень боковых лепестков, теорема перемножения.

INVESTIGATION OF REDUCING SIDELOBES METHODS FOR A RESONANT WAVEGUIDE SLOT ANTENNA ARRAY

E.I. Danilenkova, L.V. Aronov
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, liza121344@yandex.ru

The summary. This article has explored resonant slot waveguide antenna reducing the sidelobe level methods. Three types of amplitude distribution have considered: uniform, sinusoidal, and quadratic. There has applied a slot waveguide antenna mathematical model based on the diagram multiplication theorem. The modeling results have demonstrated the amplitude distribution influence on the radiation pattern and the sidelobes suppression while simultaneously broadening the main lobe.
Keywords: slotted waveguide antenna array, resonant antenna, amplitude distribution, side lobe level, multiplication theorem.

Введение

Волноводно-щелевые антенны (ВЩА) являются разновидностью линейных антенных решёток, которые обеспечивают формирование узкой диаграммы направленности (ДН) в плоскости, проходящей через ось волновода, и представляют собой систему щелей, прорезанных в стенках волновода [1]. Антенные системы характеризуются рядом параметров, в том числе: шириной главного лепестка по уровню половины мощности, уровнем боковых лепестков, уровню обратного излучению, поляризацией, коэффициентом направленного действия, коэффициентом усиления и т. д. [2].

По принципу функционирования различают два типа волноводно-щелевых антенн: резонансные и нерезонансные. Резонансные антенны характеризуются тем, что на центральной частоте все щели возбуждаются синфазно, в результате чего направление главного максимума совпадает с нормалью к оси антенны. В конце волновода резонансных антенн устанавливается короткозамыкатель, предназначенный для формирования режима стоячей волны и частотной подстройки [1].

При проектировании антенн данного типа важен выбор амплитудного распределения, которое позволяет управлять уровнем боковых лепестков (УБЛ). Подавление боковых лепестков обеспечивает улучшение электромагнитной совместимости с другими радиоэлектронными средствам и пространственную дискриминацию электромагнитных помех. Однако, при этом могут наблюдаться негативные эффекты, например расширение главного лепестка, что влечёт за собой снижение коэффициента направленного действия волноводно-щелевой антенны.

Целью данной работы является исследование влияния амплитудного распределения на снижение уровня боковых лепестков резонансной волноводно-щелевой антенной решётки при использовании трёх основных типов амплитудного распределения – равномерного, синусоидального и квадратичного.

Геометрия антенны и исходные данные

Резонансная антенная решётка представляет собой прямоугольный волновод с прорезанными поперёк широкой стенки щелями. Исследование проводилось резонансной волноводно-щелевой антенной решётки, на рабочей частоте $f_0 = 10\ ГГц$, соответствующей X-диапазону радиочастотного спектра. Длина волны в свободном пространстве определяется из соотношения:

$$\lambda = \frac{c}{f_0},$$

где $c = 3 \cdot 10^8\ м/с$. Для выбранной рабочей частоты длина волны составит $\lambda = 30\ мм$.

В соответствии с рекомендациями [1], в качестве питающего волновода выбран стандартный прямоугольный волновод МЭК-100, имеющий следующие размеры широкой и узкой стенок: $a = 22,86\,мм,\ b = 10,16\,мм$.

Для волны основного типа H_{10} критическая длина волны определяется по формуле:

$$\lambda_{кр} = 2a = 45,72\,мм.$$

Длина волны в волноводе определяется в соответствии с выражением:

$$\lambda_в = \frac{\lambda}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}. \quad (1)$$

Для выбранной рабочей частоты $f_0 = 10\ ГГц$ согласно формуле (1) длина волны в волноводе равна $\lambda в \approx 39,755\,мм$.

В резонансном режиме работы, как указано в работе [1], расстояние между соседними щелями (шаг решётки) принимается равным половине длины волны в волноводе:

$$d = \frac{\lambda_в}{2} \approx 19,877\,мм. \quad (2)$$

В интересах моделирования число щелей необходимо выбрать достаточным для того, чтобы форма чётко определялась, в данном случае оно выбрано равным $N = 10$. Длина антенны, то есть расстояние между первой и последней щелью, составляет:

$$L = (N-1)\cdot d = 9\cdot 19,877 \approx 178,899\,мм. \quad (3)$$

Координаты щелей на продольной оси волновода z_n отсчитываются от первой щели. Согласно источнику [1], первая щель располагается на расстоянии $\frac{\lambda_в}{4}$ от короткозамыкателя, а последующие – с шагом d. Координаты всех щелей приведены в таблице 1.

Таблица 1. Координаты расположения щелей

n	z_n, мм
1	0
2	19,877685
3	39,75537
4	59,633055
5	79,51074
6	99,388425
7	119,26611
8	139,143795
9	159,02148
10	178,899165

Полученные координаты z_n обеспечивают синфазное возбуждение щелей в резонансном режиме работы волноводно-щелевой антенны и будут использованы в дальнейшем для расчёта амплитудных распределений и множителя решётки.

Амплитудные распределения

Для управления уровнем боковых лепестков и формой диаграммы направленности в работе рассматриваются три типа амплитудного распределения возбуждения щелей: равномерное, синусоидальное и квадратичное, выбор которых обусловлен их широким распространением в инженерной практике. В методических рекомендациях [1] функции возбуждения щелей. *Тип 1* соответствует равномерному распределению и при $\delta = 1$ (максимальный уровень поля на краях) принимает простейший вид (4):

$$f_n = 1. \tag{4}$$

Тип 2 и тип 3 описывают спадающие к краям распределения и задаются через косинус:

$$f_n = \delta + (1-\delta)cos\left(\frac{\pi(2z_n - L)}{2L}\right) \text{ (тип 2)}, \tag{5}$$

$$f_n = \delta + (1-\delta)cos^2\left(\frac{\pi(2z_n - L)}{2L}\right) \text{ (тип 3)}. \tag{6}$$

Здесь z_n – координата n-й щели (отсчитываемая от первой щели), L – длина антенны, δ – уровень возбуждения крайних щелей. В настоящей работе для спадающих распределений рассматривается случай $\delta = 0$, соответствующий спаду амплитуд до нуля на краях раскрыва.

Выражение $\frac{(2z_n - L)}{2L}$ представляет собой линейную функцию, принимающую значение -0,5 при $z_n = 0$ и 0,5 при $z_n = L$. Умножение на π и взятие косинуса даёт симметричную функцию с максимумом в центре и нулями на краях.

Используя тригонометрическое тождество:

$$cos\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right) = sin\alpha,$$

и учитывая, что $\frac{\pi(2z_n - L)}{2L} = \frac{\pi z_n}{L} - \frac{\pi}{2}$, формулы (5) и (6) для распределения *типов 2 и 3* могут быть приведены к более компактному виду, удобному для вычислений:

$$cos\left(\frac{\pi(2z_n - L)}{2L}\right) = \sin\left(\frac{\pi z_n}{L}\right), \tag{7}$$

$$cos^2\left(\frac{\pi(2z_n - L)}{2L}\right) = \sin^2\left(\frac{\pi z_n}{L}\right). \tag{8}$$

Таким образом, с учётом всех трёх типов из [1], используемые в работе распределения принимают вид:

1. Равномерное (тип 1, $\delta = 1$):

$$A_n = 1; \tag{9}$$

2. Синусоидальное (тип 2, $\delta = 0$), с учётом (7):

$$A_n = \sin\left(\frac{\pi z_n}{L}\right); \tag{10}$$

3. Синус-квадратное (тип 3, $\delta = 0$), с учётом (8):

$$A_n = \sin^2\left(\frac{\pi z_n}{L}\right). \quad (11)$$

Все распределения нормированы таким образом, что максимальное значение амплитуды равно единице. Вычисленные по этим формулам (9)-(11) значения амплитуд для всех десяти щелей приведены в таблице 2.

Таблица 2. Амплитуды возбуждения щелей

n	z_n, мм	Равномерное	Синусоидальное	Квадратичное
1	0	1	0	0
2	19,877685	1	0,3420	0,1170
3	39,75537	1	0,6428	0,4132
4	59,633055	1	0,8660	0,7500
5	79,51074	1	0,9848	0,9698
6	99,388425	1	0,9848	0,9698
7	119,26611	1	0,8660	0,7500
8	139,143795	1	0,6428	0,4132
9	159,02148	1	0,3420	0,1170
10	178,899165	1	0	0

Полученные амплитудные распределения используются в дальнейшем для расчёта множителя решётки и полной диаграммы направленности антенны.

Множитель решётки

Диаграмма направленности антенной решётки в общем случае определяется произведением диаграммы направленности одиночного излучателя и множителя решётки.

В работе [2] получена математическая модель множителя антенной решётки произвольной формы, учитывающая пространственное расположение, амплитуды и фазы излучателей. В соответствии с формулой (4) из [2], множитель решётки для дискретной системы излучателей в декартовой системе координат имеет вид:

$$F_\Sigma(\theta,\varphi) = \sum_{n=1}^{N} A_n e^{j\Phi_n} \cdot e^{-jk((X_n \cdot cos(\varphi) + Y_n sin(\varphi)) \cdot sin(\theta) + Z_n cos(\theta))}, \quad (12)$$

где A_n – мощность излучения n-*го* элемента;

Φ_n – фаза n -го излучателя;

X_n, Y_n, Z_n – его координаты;

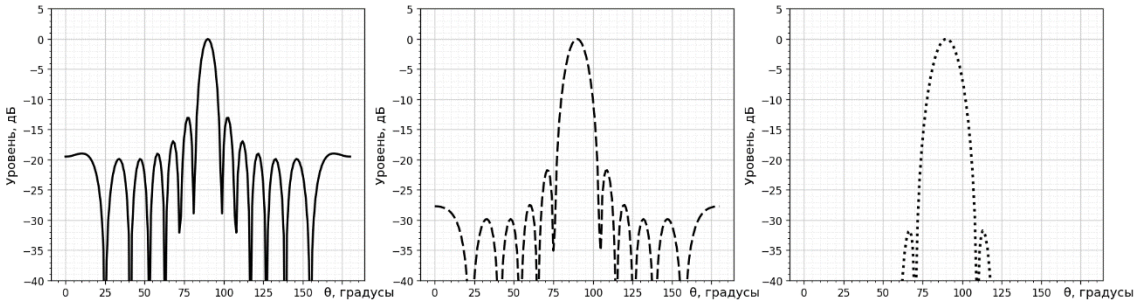
$k = 2\pi / \lambda$ – волновое число;

θ и φ – углы сферической системы координат.

Для рассматриваемой линейной решётки, расположенной вдоль оси Z, координаты излучателей по осям X и Y равны нулю. Кроме того, в резонансном режиме все щели возбуждаются синфазно, поэтому фазы щелей Φ_n равны нулю. С учётом этих условий выражение (12) для множителя решётки принимает вид:

$$F_N(\theta) = \sum_{n=1}^{N} A_n e^{-jkz_n \cos(\theta)}. \quad (13)$$

С использованием выражения (13) были рассчитаны нормированные диаграммы направленности множителя решётки для трёх типов распределения. Расчёт проводился для углов θ от 0° до 180° с шагом 1° (рис. 1).



а б в

Рис. 1. Множители решётки для трёх типов амплитудного распределения (а – равномерное, б – синусоидальное, в - квадратичное

Совместно, в одной системе координат, множители решётки изображены на рисунке 2.

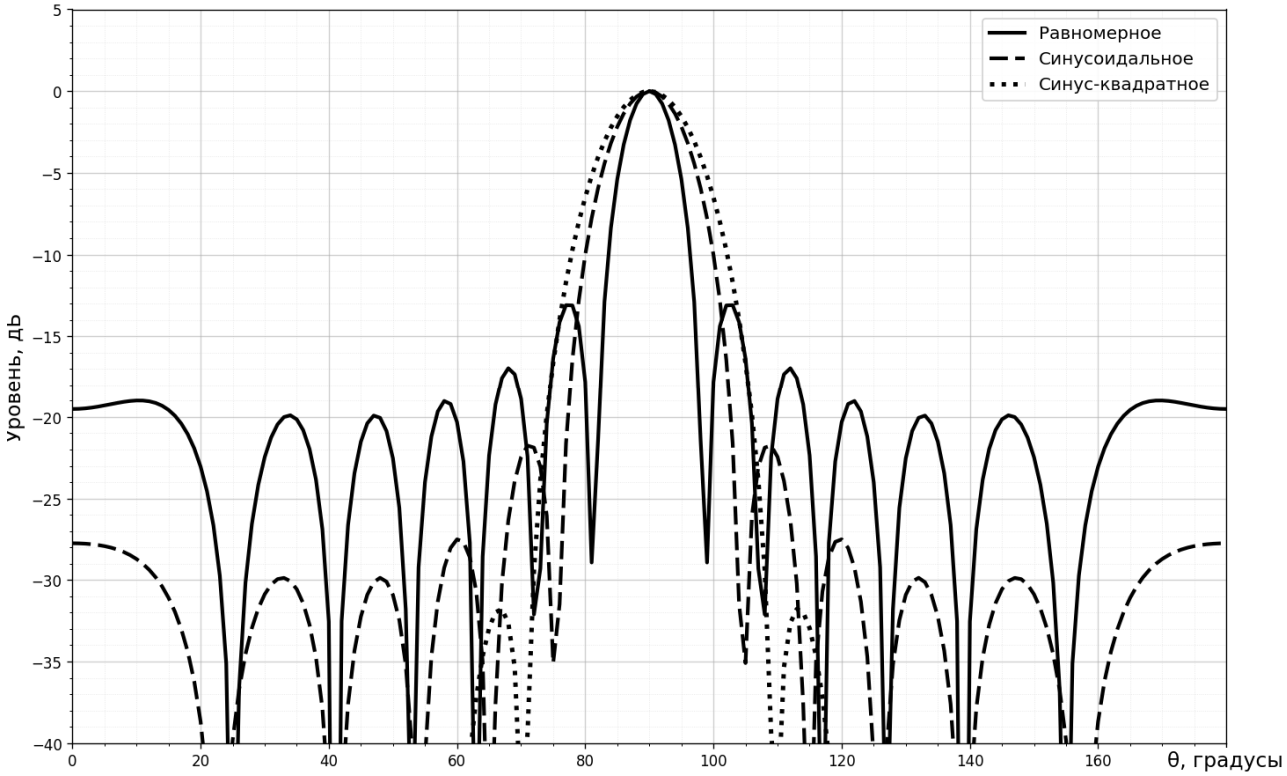


Рис. 2. Множитель решётки: сравнение амплитудных распределений

Диаграмма направленности элемента Гюйгенса

Диаграмма направленности одиночной щели в работе аппроксимируется диаграммой направленности элемента Гюйгенса. Поскольку главный лепесток антенной решётки ориентирован по нормали ($\theta = 90^\circ$), соответствующее выражение из [1] приводится к виду, удобному для использования в теореме перемножения:

$$F_1(\theta) = \frac{1+\sin\theta}{2}, \tag{14}$$

где θ – угол, отсчитываемый от оси антенны.

Функция $F_1(\theta)$ симметрична относительно направления $\theta = 90^\circ$ и достигает максимума (0 дБ) именно в этом направлении. При $\theta = 0^\circ$ и $\theta = 180^\circ$ её значение составляет -6 дБ, что соответствует амплитуде 0,5. График функции $F_1(\theta)$ в линейном и логарифмическом масштабах представлен на рисунке 3.

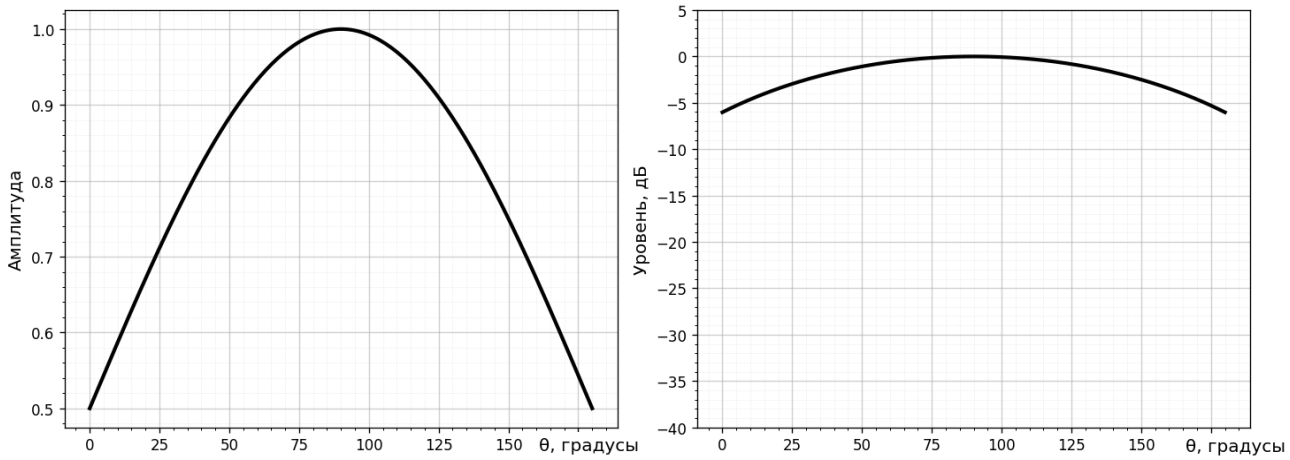


Рис. 3. Диаграмма направленности элемента Гюйгенса в линейном и логарифмическом масштабах

Диаграммы направленности элемента Гюйгенса представляет собой диаграмму направленности одиночной щели $F_1(\theta)$ и используется для расчёта ДН антенной решётки путём перемножения с множителем решётки $F_N(\theta)$.

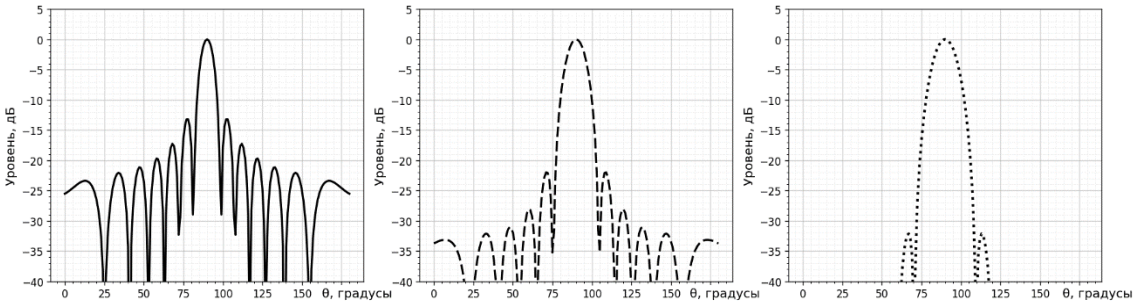
Диаграмма направленности антенной решётки

Полная диаграмма направленности антенной решётки определяется произведением множителя решётки $F_N(\theta)$ и направленных свойств одиночного излучателя $F_1(\theta)$. В соответствии с теоремой перемножения [2], выражение для полной диаграммы направленности имеет вид:

$$F(\theta) = F_1(\theta) \cdot \left| F_N(\theta) \right|, \tag{15}$$

где $F_1(\theta)$ – функция, описывающая направленные свойства элемента Гюйгенса (14), $F_N(\theta)$ – множитель решётки (13).

На рисунке 4 представлены диаграммы направленности ВЩА для различных типов амплитудных распределений.



а б в

Рис. 4. Множители решётки для трёх типов амплитудного распределения (а – равномерное, б – синусоидальное, в - квадратичное

На рисунке 5 продемонстрировано сравнение этих диаграмм на одном графике в логарифмическом масштабе.

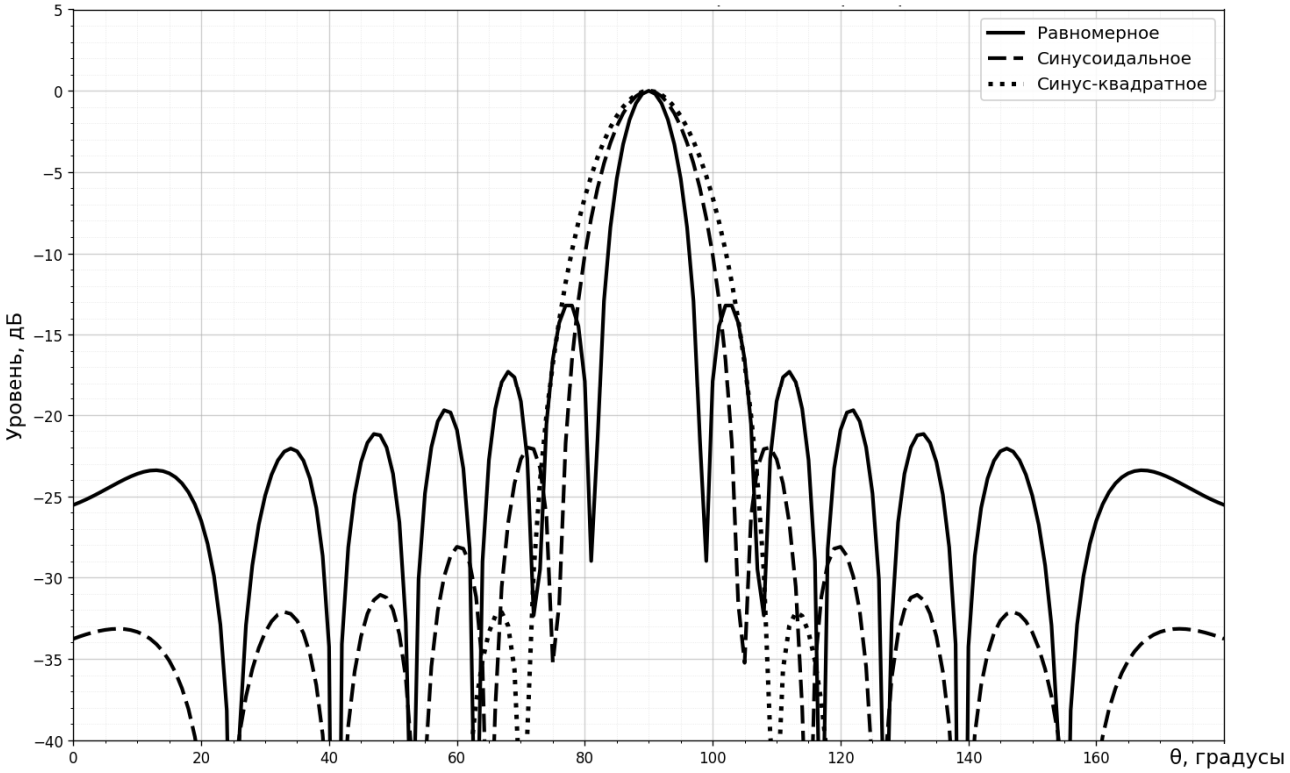


Рис. 5. Диаграмма направленности волноводно-щелевой антенной решётки для трёх типов амплитудных распределения

Из графиков видно, что учёт диаграммы направленности одиночной щели не вносит асимметрии в результирующую ДН, поскольку $F_1(\theta)$ симметрична относительно направления $\theta = 90^\circ$. Форма главного лепестка и уровень боковых лепестков определяются преимущественно множителем решётки; элемент Гюйгенса лишь масштабирует ДН, не изменяя её структуры. Наиболее узкий главный лепесток наблюдается для равномерного распределения, наиболее низкий уровень боковых лепестков – для синус-квадратного.

Анализ результатов

На основе полученных диаграмм направленности проведён сравнительный анализ трёх типов амплитудного распределения. В таблице 3 приведены численные значения ширины главного лепестка по уровню -3 дБ и уровня первых боковых лепестков. Данные для ширины лепестка получены из множителя решётки, а значения УБЛ приведены как для множителя, так и для диаграммы направленности ВЩА, что позволяет оценить влияние направленных свойств одиночной щели.

Таблица 3. Характеристики диаграммы направленности

Тип распределения	Ширина главного лепестка, град	УБЛ (множитель), дБ	УБЛ (ДН ВЩА), дБ
Равномерное	6	-13,1	-13,2
Синусоидальное	10	-21,8	-22,0
Синус-квадратное	12	-31,8	-32,1

Из таблицы видно, что равномерное распределение обеспечивает наиболее узкий главный лепесток 6 градусов, однако сопровождается высоким уровнем боковых лепестков (–13,1 дБ для множителя). Переход к синусоидальному распределению приводит к расширению главного лепестка до 10 при снижении УБЛ до –21,8 дБ. Квадратичное распределение

даёт наибольшее подавление боковых лепестков (–31,8 дБ для множителя) ценой расширения главного лепестка до 12 градусов.

Сравнение значений УБЛ для множителя и полной ДН показывает, что учёт направленных свойств одиночной щели (элемента Гюйгенса) повлиял на изменение уровня боковых лепестков, но разница не превышает 0,3 дБ. Это объясняется слабой направленностью элемента Гюйгенса относительно нормали $\theta = 90^{\circ}$: она лишь масштабирует ДН, не внося дополнительной асимметрии или подавления в отдельных областях.

Таким образом, подтверждена эффективность использования спадающих амплитудных распределений для снижения уровня боковых лепестков в резонансных волноводно-щелевых антенных решётках. Основной вклад в подавление бокового излучения вносит именно выбор амплитудного распределения, тогда как диаграмма направленности одиночной щели (в приближении элемента Гюйгенса) играет второстепенную роль, в силу слабых направленных свойств. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании ВЩА с заданными по уровню боковых лепестков.

Библиографический список

1. Устройства СВЧ и антенны: методические указания к курсовой работе / Рязан. гос. радиотехн. ун-т; сост. Л.В. Аронов, М.В. Кулакова, И.А. Львова. Рязань, 2019. 32 с.

2. Аронов Л.В. Математическая модель множителя антенной решётки произвольной формы // Материалы XXVIII Всероссийской научно-технической конференции «Современные методы и средства обработки информации» (ММТТ-28). – Рязань.

УДК 621.321; ГРНТИ 49.03.03

КОМПЛЕКС РАЗРАБОТЧИКА СИСТЕМ СВЯЗИ С ТЕХНОЛОГИЕЙ LORA И ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАДИОЧАСТОТЫ

С.А. Самойлов, В.С. Самойлов, Т.Р. Фархутдинов, А.Н. Мурзова

Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича. Столетовых

Аннотация. В работе рассматривается аппаратно-программный комплекс разработчика каналов связи с технологией LoRa, описана аппаратная и программная части, рассмотрены возможности программного обеспечения по обработке и анализу параметров системы связи, приведены характеристики канала связи, которые можно настраивать в режиме реального времени, приведен пример экспериментальных исследований.

Ключевые слова: приемо-передатчик, код Рида-Соломона, технология LoRa, беспроводные системы связи.

A DEVELOPMENT SUIT FOR COMMUNICATIONS SYSTEMS WITH LORA TEHNOLOGY AND PSEUDORANDOM FREQUENCY HOPPING

S.A. Samoilov, V.S. Samoilov, T.R. Farkhutdinov, A.N. Murzova

Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov

Abstract. The paper examines the hardware and software complex for developing communication channels with LoRa technology, describes the hardware and software components, examines the capabilities of the software for processing and analyzing the parameters of the communication system, presents the characteristics of the communication channel that can be configured in real time, and provides an example of experimental research.

Keywords: transceiver, Reed-Solomon code, LoRa technology, wireless communication systems.

В настоящее время, в свете интенсивного развития беспроводных средств связи, важной является задача повышения помехоустойчивости. Одним из наиболее популярных вариантов реализации приемо-передающих устройств является применение приемо-передатчиков

с технологией LoRa (Long Range Radio – технология беспроводной связи с низким энергопотреблением на большие расстояния). Технология LoRa может обмениваться данными по широкополосным каналам, обеспечивая высокую помехоустойчивость при скоростях передачи информации до 64кБит/с на расстояние до 10км и при низком уровне энергопотребления и выходной мощности передатчика до 100мВт, а с учетом появления на рынке модулей содержащих усилители, с мощностью до 2Вт. При этом, подобные трансиверы обеспечивают высокую чувствительность приёмника (до -140дБм) даже при значениях соотношения сигнал/шум до -10дБ [4].

Технология LoRa основана на модуляции с расширением спектра, за счет линейного и скачкообразного изменения несущей частоты. Кроме того, технология LoRa осуществляет помехоустойчивое кодирование и скремблирование передаваемой информации. Представленные на рынке трансиверы с технологией LoRa позволяют задавать ширину полосу пропускания сигнала, коэффициент расширения спектра, кодовую скорость, длину преамбулы, а также целый ряд других настроек и параметров.

Для определения оптимальных настроек трансиверов актуальной является задача создания комплекса разработчика систем связи с технологией LoRa. Подобный комплекс представляет собой программируемые приемо-передающие модули с возможностью, как автономной работы, так и с возможностью подключения к персональному компьютеру. Такие модули должны содержать средства отображения и записи информации, а также средства подключения к персональному компьютеру и перепрограммирования. Кроме того, комплекс должен иметь возможность мониторинга состояния системы связи в текущий момент времени за счет определения уровня сигнала (RSSI) и соотношения сигнал/шум в приемнике, а также анализа этих значений во временной и частотной областях. Также комплекс должен содержать программный продукт позволяющий задавать все возможные характеристики и параметры трансиверов LoRa и осуществлять анализ поступающей от них информации.

На рисунке 1. приведены варианты подключения программируемых приемо-передающих модулей, как в автономном режиме работы, так и в режиме подключения к персональному компьютеру.

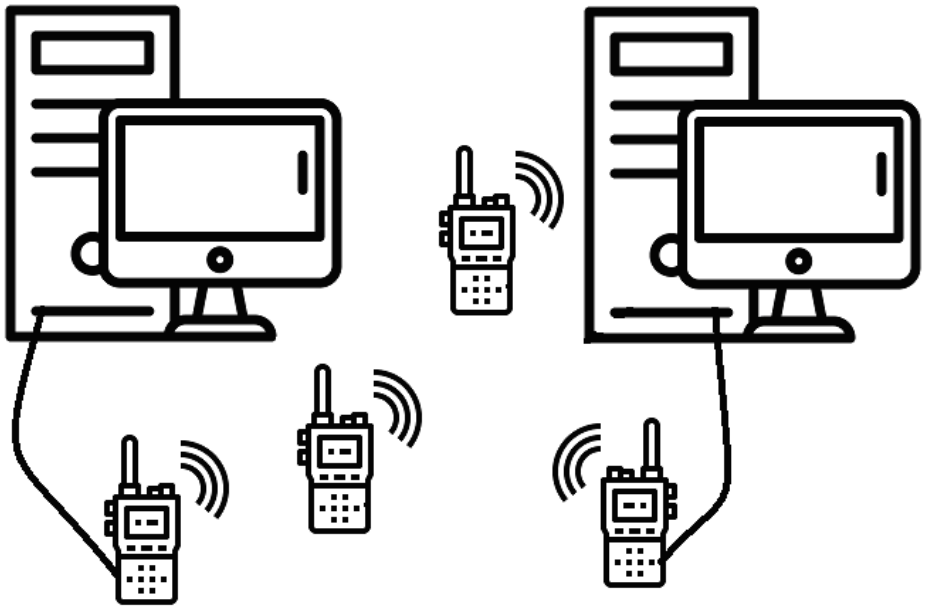


Рис. 1. Варианты подключения программируемых приемо-передающих модулей

Исходя из вышеперечисленных требований, было реализовано два комплекса разработчика систем связи с технологией LoRa для чипов SX1276 и SX1262. Комплексы содержат

как программируемые модули, так и программное обеспечение для их настройки, а также обработки и анализа поступающей информации. Рабочее окно программы конфигурирования приемо-передающих модулей представлено на рисунке 2

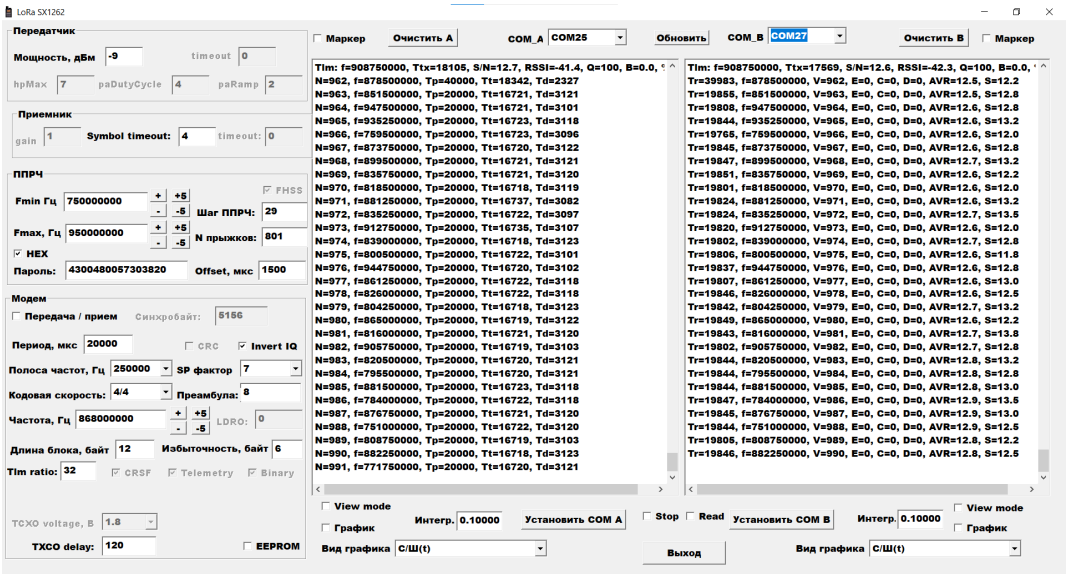


Рис.2. Рабочее окно программы конфигурирования приемо-передающих модулей

Разработанное программное обеспечение позволяет управлять всеми доступными параметрами трансиверов и осуществлять анализ необходимых параметров, как во временной, так и в частотной областях. Программное обеспечение позволяет подключать к персональному компьютеру два модуля одновременно, реализовывать симплексные, полудуплексные или дуплексные каналы связи, осуществлять шифрование и псевдослучайную перестройку радиочастоты (ППРЧ) в широком диапазоне частот (сотни мегагерц). Генерация ППРЧ осуществляется на основе заданного пароля. Существует возможность выбора алгоритма синхронизации ПРРЧ в приемнике, а также восстановление синхронизации при длительной потере связи.

На рисунке 3. иллюстрируются возможности программного обеспечения по обработке и анализу параметров системы связи с ПРРЧ в реальном времени. Кроме отображения мощности сигнала на входе приемника и соотношения сигнал шум, программа способна оценивать и качество связи $Q=N/M$, где N-количество принятых блоков, M-количество переданных блоков.

Программируемые приемо-передающие модули, приведенные на рисунке 4, способны работать в режиме приема с чувствительностью до -140дБм и в режиме передачи с мощностью до 2Вт и содержат как визуальное средство отображения необходимой информации, так и картридер для сохранения данных в реальном режиме времени. Модули позволяют запоминать и хранить в памяти все настройки текущей системы связи, а также изменять некоторые свои параметры во время работы в режиме реального времени.



Рис. 3. Обработка и анализ параметров системы связи

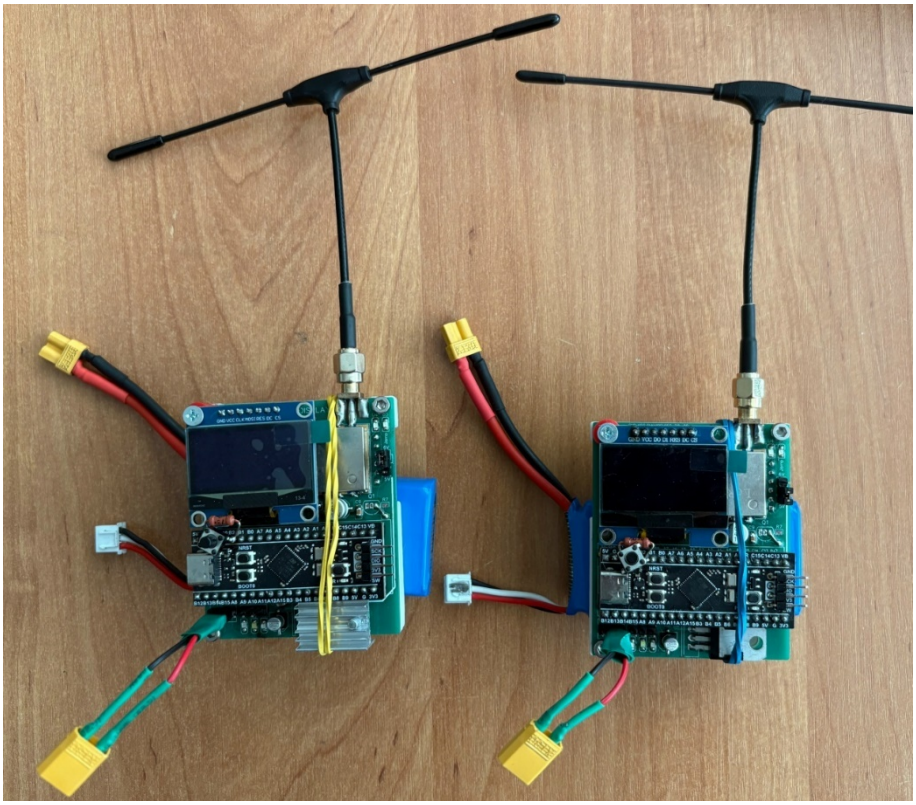


Рис.4. Программируемые приемо-передающие модули

В целях повышения помехоустойчивости программируемые модули способны реализовывать дополнительное кодирование информации по коду Рида-Соломона с различной кодовой скоростью и избыточностью. Стоит отметить, что применение кода Рида-Соломона дает возможность исключения подсчета контрольной суммы в блоке информации. Другими словами, избыточность размером 2 байта способна заменить контрольную сумму и кроме того, еще и исправить если это возможно, один ошибочный байт данных.

Представленный комплекс разработчика систем связи с технологией LoRa позволил реализовать портативные полудуплексные рации и систему управления и телеметрии БПЛА

с использованием ППРЧ. На рисунке 5 приведены экспериментальные исследования разработанного комплекса для системы управления БПЛА и полученные с помощью него характеристики.

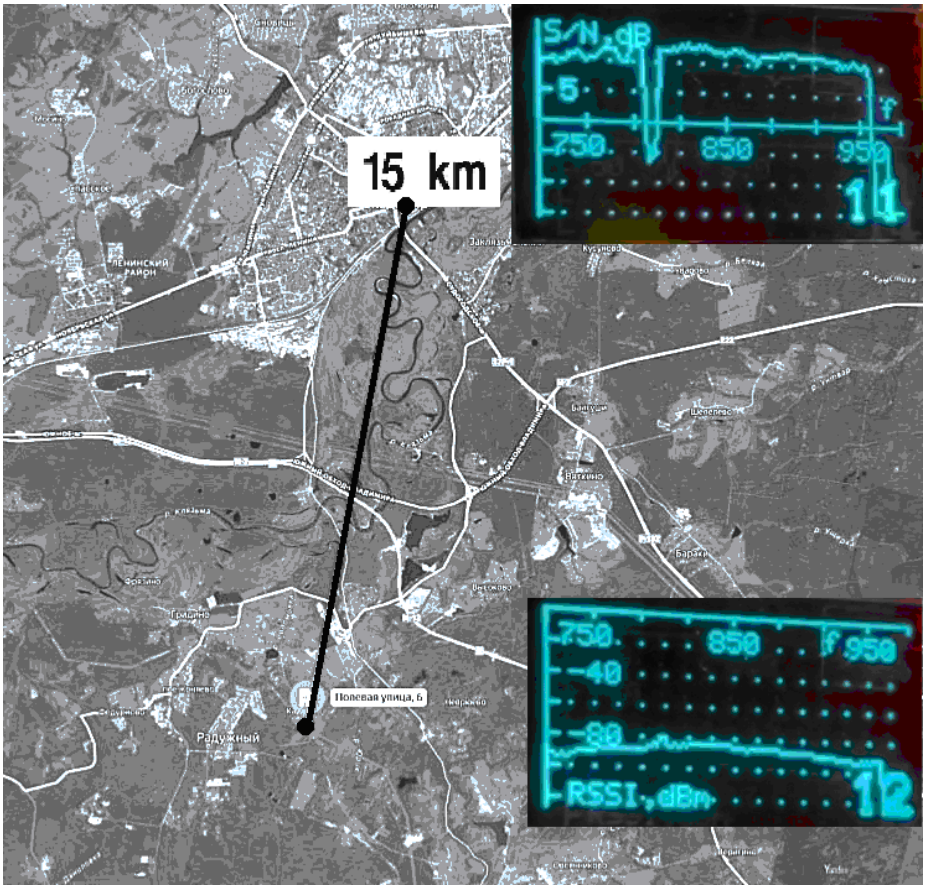


Рис. 5. Результаты экспериментальных исследований комплекса разраотчика систем связи с технологией LoRa

В заключение, можно сказать, что реализованный комплекс может иметь широкое применение для разработки различных систем связи в том числе и для организации полудуплексных или дуплексных адаптивных систем, в которых адаптация возможна за счет снижения скорости передачи информации и выборе оптимальных параметров передачи сигналов.

Библиографический список

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е: Пер. с англ. - М.: Издательский дом «Вильяме», 2003. - 1104 с.

2. Магда Ю.С. Современные микроконтроллеры. Архитектура, программирование, разработка устройств / Ю.С. Магда – М.: ДМК Пресс, 2017. –224 с. – ISBN 9785970605516.

3. Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Адаптивное программирование в цифровых системах телеметрии // Проектирование и технология электронных средств. 2015. № 3. с. 3-6.

4. Самойлов С.А., Рапохина Л.И. Аппаратно-программный комплекс разработчика систем связи с модуляцией по технологии loRa // Международный научно-технический форум: Современные технологии в науке и образовании - СТНО-2025. Сборник трудов VIII Международного научно-технического форума, Рязань, 2025. с.69-72.

УДК 621.391; ГРНТИ 49.43.01

СИСТЕМА ОБНАРУЖЕНИЯ СЕТЕВЫХ АНОМАЛИЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ: ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ОЦЕНКА

А.Г. Самойлов, Д.Р. Лукьянов
Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Россия, Владимир, dmitriy75123@gmail.com

Аннотация. Статья посвящена рассмотрению системы обнаружения аномалий в сетевом трафике с использованием алгоритмов машинного обучения. Рассматриваются вопросы проектирования и оценки такой системы, а также приводится сравнительный анализ методов машинного обучения.
Ключевые слова: машинное обучение, обнаружение аномалий, агрегация признаков, сетевые метрики.

NETWORK ANOMALY DETECTION SYSTEM USING MACHINE LEARNING: DESIGN AND EVALUATION

A.G. Samoilov, D.R. Lukyanov
Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov,
Russia, Vladimir, dmitriy75123@gmail.com

Abstract. The article is devoted to the consideration of a system for detecting anomalies in network traffic using machine learning algorithms. The issues of designing and evaluating such a system are considered, and a comparative analysis of machine learning methods is provided.
Keywords: Machine learning, anomaly detection, feature aggregation, network metrics.

С ростом сложности сетей и увеличением объёма передаваемой информации возрастает вероятность возникновения аномальных состояний, связанных с неисправностями, перегрузками или даже кибератаками. Для своевременного выявления таких отклонений в работе сети всё чаще прибегают к методам машинного обучения, которые позволяют автоматически обнаруживать отклонения от нормального поведения. В статье рассматриваются этапы создания обучающей базы данных, выделение признаков из сетевых метрик и сравнительный анализ различных моделей для классификации «хороших» и «плохих» сетевых путей.

Методология и материалы

В работе используется комплексный подход, включающий следующие этапы:

Сбор и подготовка данных. Данные для анализа собирались с использованием специализированных сетевых зондов, размещённых в смоделированной виртуальной сети. Для эмуляции сетевого трафика использовались инструменты виртуализации (например, EVE-NG) и программные средства на Python (версия 3.9). Каждый зонд (сетевой пробник) фиксировал ключевые сетевые метрики с периодичностью, например, каждые 15 секунд. Среди измеряемых параметров:

- Пропускная способность (Throughput)
- Потери пакетов (Packet Loss Rate)
- Задержка (Latency) и Джиттер (Jitter). Задержка измеряется в миллисекундах (ms), а джиттер – как стандартное отклонение задержки между последовательными пакетами.

Подготовка данных. Собранные данные сохранялись в структурированные CSV-файлы, что позволяло проводить дальнейшую обработку и анализ. На этом этапе применялась нормализация показателей, что особенно важно при работе с алгоритмами машинного обучения. Это обеспечивает приведение всех метрик к единой шкале от 0 до 1, что позволяет уменьшить влияние разницы в масштабах различных параметров.

Выделение признаков. Каждая запись описывает сетевой путь, состоящий из нескольких сегментов (хопов). Для каждого сегмента рассчитываются статистические характеристики, такие как сумма, среднее, медиана, стандартное отклонение, минимум и максимум, а также квартильные показатели и коэффициент корреляции с порядковым номером хопа. Признаки подразделяются на три группы: параметры маршрута, характеристики отдельных хопов и параметры устройств (трансспондеров) [1]. Такое разделение позволяет оценить вклад каждой группы признаков в итоговую точность модели.

Проектирование модели. Задача классификации сформулирована как бинарная: каждый сетевой путь должен быть отнесён к классу «хороший» (соответствует требованиям качества передачи) или «плохой» (не соответствует требованиям). Для этого применяются алгоритмы машинного обучения, обучающиеся на векторном представлении признаков. В работе протестированы 2 алгоритма:

- Метод опорных векторов (SVM): ищет оптимальную гиперплоскость, разделяющую два класса. Для линейно неразделимых данных применяется ядровая функция, что позволяет проводить нелинейное преобразование [2].
- Случайный лес (Random Forest): ансамблевый метод объединяет множество решающих деревьев для улучшения предсказательной способности. Он особенно эффективен при работе с большим числом признаков и несбалансированными данными [2].

Экспериментальная оценка

Экспериментальная оценка системы обнаружения сетевых аномалий проводилась в несколько этапов. Основная цель заключалась в том, чтобы проверить работоспособность разработанной модели при различных условиях сетевого трафика, оценить точность обнаружения аномалий и сравнить эффективность различных алгоритмов машинного обучения.

Симуляция сетевой среды. Для проведения экспериментов была смоделирована виртуальная сеть, которая воспроизводит типичные условия работы как корпоративных, так и сервисных сетей. Виртуальная топология создавалась с помощью инструмента EVE-NG, позволяющего эмулировать различные маршруты передачи данных. При этом использовались два основных сценария:

- Базовый сценарий: стандартный режим работы сети с маршрутизацией по принципу «Best Effort».
- Сценарий с аварийным переключением: когда основной путь не работает и трафик перенаправляется по альтернативным маршрутам (fallback) [3].

Сбор данных. На каждом узле сети развернут сетевой зонд, написанный на Python 3.9, который каждые 15 секунд собирал ключевые сетевые метрики, отраженные в таблице 1:

Таблица 1. Сводная статистика основных сетевых метрик.

Метрика	Среднее значение	Стандартное отклонение	Минимум	25-й процентиль	Медиана	75-й процентиль	Максимум
Пропускная способность (Mbps)	1.91	0.90	0.05	1.43	1.98	2.46	7.14
Загруженность сети (%)	23.86	32.14	0.03	0.09	10.74	40.89	134.37
Потери пакетов (%)	5.43	9.65	0	0	0	7.50	52.5
Задержка (ms)	54.75	275.62	4.48	6	7.55	10.29	3051.58
Джиттер (ms)	0.86	0.89	0	0.48	0.65	0.94	10

Предварительная обработка и выделение признаков

После сбора данные проходили этап предварительной обработки, включающий следующие шаги:

- *Нормализация*. Приведение значений метрик к диапазону [0,1] с использованием формулы:

$$xnorm = \frac{x - min(x)}{max(x) - min(x)}.$$

- *Агрегация признаков*. Для каждого сегмента (хопа) пути рассчитывались статистические показатели (сумма, среднее, медиана, стандартное отклонение, минимум, максимум, первый и третий квартиль, а также коэффициент корреляции между значениями и порядковым номером сегмента). Эти показатели затем объединялись для формирования векторного представления всего пути [4].
- *Группировка признаков*. Выделенные признаки были разделены на три группы:
  - G1 – параметры маршрута: общее количество сегментов;
  - G2 – характеристики хопов: длина хопа, потери сигнала, количество каналов в сегменте;
  - G3 – параметры трансспондеров: битовая скорость и формат модуляции.

Это разделение позволяло анализировать вклад каждого типа информации в итоговое качество предсказания [5].

Оценка и интерпретация моделей

Для измерения качества работы моделей использовались следующие метрики:

- Точность (Accuracy)
- Precision (точность)
- Recall (полнота)
- F1-score

Интерпретация результатов. Для повышения прозрачности модели применялась технология SHAP (SHapley Additive exPlanations), позволяющая определить вклад каждого признака в итоговое предсказание. Это позволило, например, установить, что высокая загруженность (congestion) и большие потери пакетов являются основными факторами, способствующими обнаружению аномалий.

Пример оценки. В ходе экспериментов модели SVM и Random Forest продемонстрировали высокую точность (до 96,5% для SVM), что подтверждает эффективность подхода при работе с несбалансированными данными. Детальное сравнение показателей различных моделей представлено в таблице ниже (условные данные):

Таблица 2. Результаты оценки моделей для обнаружения сетевых аномалий

	Random Forest (RF)	SVM
Точность (%)	94.3	96.5
Precision (%)	93.8	95.9
Recall (%)	94.0	96.2
F1-score (%)	93.9	96.0
% Аномалий (по разметке)	8.9	11.9

Выводы

Применение методов предварительной обработки данных и выделения признаков позволило сформировать информативное представление о сетевых путях. Сравнительный ана-

лиз моделей показал, что сложные алгоритмы, такие как SVM и Random Forest, способны обеспечить высокую точность при классификации аномальных состояний. Использование методов интерпретации, например, SHAP, даёт возможность понять вклад отдельных признаков в процесс принятия решений, что существенно упрощает дальнейшую адаптацию системы под конкретные условия эксплуатации.

В дальнейшем предлагается расширить набор данных за счет включения информации из различных сетевых сред, а также исследовать возможность применения гибридных моделей, объединяющих преимущества методов с учителем и без учителя для повышения общей устойчивости системы.

Библиографический список

1. Gadal, S.; Mokhtar, R.; Abdelhaq, M.; Alsaqour, R.; Ali, E.S.; Saeed, R. Machine learning-based anomaly detection using K-mean array and sequential minimal optimization. *Electronics* 2022

2. Ajila, S.A.; Lung, C.H.; Das, A. Analysis of error-based machine learning algorithms in network anomaly detection and categorization. *Ann. Telecommun.* 2022, *77*, 359–370.

3. Nogales, B.; Vidal, I.; Valera, F.; Sanchez-Aguero, V.; Lopez, D.R. Software-driven connectivity orchestration for multidomain network functions virtualization ecosystems. *IEEE Softw.* **2024**, *41*, 88–97

4. Кузнецова И. Защита информации в телекоммуникационных сетях: современные методы и технологии. - М.: Медиа Паблишер. - 2019. – 34-39 с.

5. Лукьянов Д.Р., Самойлов А.Г. Сравнение алгоритмов машинного обучения для обнаружения аномалий в телекоммуникационных сетях / Проектирование и технология электронных средств, 2024, № 3. - С. 44-48.

УДК 614.8; ГРНТИ 87.33

ОБЗОР СРЕДСТВ ОПОВЕЩЕНИЯ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ПРИ ВОЗНИКНОВЕНИИ ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЙ

Д.В. Перфилов, Е.Ю. Никулин

Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Россия, Владимир, ags@vlsu.ru

Аннотация. В работе приведён обзор основных средств оповещения, используемых при возникновении чрезвычайных ситуаций. Рассмотрены их достоинства и недостатки. На основании проведенного анализа показана необходимость повышения эффективности средств оповещения при возникновении чрезвычайных ситуаций, выделены основные направления её улучшения.

Ключевые слова: оповещение, чрезвычайная ситуация, информирование населения, система предупреждения, средства ликвидации чрезвычайных ситуаций.

REVIEW OF ALERTING MEANS USED IN THE EVENT OF EMERGENCIES

D.V. Perfilov, E.Yu. Nikulin

Vladimir State University
named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov,
Russia, Vladimir, ags@vlsu.ru

Abstract. The paper provides an overview of the main alerting means used in the event of emergencies. Their advantages and disadvantages are considered. Based on the analysis, the need to improve the efficiency of emergency notification systems is shown, and the main directions for improving them are highlighted.

Keywords: notification, emergency, informing the population, warning system, emergency response equipment.

Современный этап развития общества, характеризуемый как постиндустриальный, сопровождается возрастанием частоты и масштабов чрезвычайных ситуаций (ЧС) природного и техногенного характера. Это обусловлено глобализацией, высокой концентрацией насе-

ления в урбанизированных зонах, усложнением технологических процессов и появлением новых рисков, таких как киберугрозы и гибридные конфликты.

Оповещение населения о чрезвычайных ситуациях – это доведение до населения сигналов оповещения и экстренной информации об опасностях, возникающих при угрозе возникновения или возникновении чрезвычайных ситуаций природного и техногенного характера, а также при ведении военных действий или вследствие этих действий, о правилах поведения населения и необходимости проведения мероприятий по защите [1].

Согласно Федеральному закону Российской Федерации от 21 декабря 1994 года № 68-ФЗ «О защите населения и территорий от чрезвычайных ситуаций природного и техногенного характера», оповещение является одной из основных задач Единой государственной системы предупреждения и ликвидации чрезвычайных ситуаций (РСЧС).

Информация, передаваемая по средствам оповещения, должна соответствовать следующим требованиям:

- Своевременность: информация должна поступать к абонентам в сроки, достаточные для анализа и принятия ответных мер.
- Достоверность: данные должны объективно отражать реальную обстановку. Недостоверная информация ведет к принятию ошибочных, потенциально опасных решений.
- Полнота: информационное обеспечение должно охватывать все ключевые аспекты ЧС: масштабы, поражающие факторы, метеоусловия, состояние критической инфраструктуры, наличие и расположение сил и средств для ликвидации последствий.
- Точность: параметры информации (координаты, концентрации опасных веществ, количество пострадавших и т.д.) должны иметь минимальную погрешность.
- Актуальность: данные должны соответствовать текущему моменту времени, учитывая высокую динамику развития ЧС.
- Релевантность: информация должна быть непосредственно связана с конкретной ситуацией и задачами.

Эти критерии являются системообразующими при проектировании и оценке эффективности любой автоматизированной информационно-управляющей системы [2].

Классификация средств оповещения

Средства оповещения при возникновении ЧС можно классифицировать по нескольким признакам:

1. По масштабу:

- федеральные (централизованные);
- региональные (РАСЦО - региональные автоматизированные системы централизованного оповещения);
- местные;
- локальные (объектовые).

2. По типу сигнала:

- звуковые (сирены);
- речевые (громкоговорители, радио);
- визуальные (бегущая строка, экраны Общероссийской комплексной системы информирования и оповещения населения в местах массового пребывания - ОКСИОН);
- текстовые (SMS, push-уведомления);
- мультимедийные (ТВ, приложения, соцсети).

3. По каналам доставки:

- проводные;
- эфирные (радио, ТВ);
- мобильные (сотовые сети);

- спутниковые;
- интернет-ориентированные.

4. По режиму работы:

- автоматические;
- автоматизированные;
- ручные (подворовый обход, посыльные).

В России основой является комплексная система экстренного оповещения населения (КСЭОН) в составе РАСЦО. Она обеспечивает доведение сигналов «Внимание всем!» (сирены до 3 минут) с последующей речевой информацией по сетям вещания.

Дополнительно используются ОКСИОН, системы автодозвона, домофоны, громкоговорители на спецтехнике и мобильных пунктах.

Локальные системы оповещения, которые используются на потенциально опасных объектах, фокусируются на передаче сигналов тревоги. Они включают громкоговорители, сирены и цифровые каналы, интегрированные в сеть для координации эвакуации [3]. В России подобные системы регулируются нормативными актами, обеспечивающими их совместимость с РСЧС.

Обзор средств оповещения

Наиболее распространённые средства оповещения, используемые при возникновении ЧС:

а) Электрические и электронные сирены, используются для подачи сигнала «Внимание всем!»;

б) Уличные громкоговорители и акустические системы, позволяют передавать речевую информацию о ЧС и порядке действия населения;

в) Сети радио и телевещания. Имеют возможность передавать экстренные сообщения во время эфира [4];

г) Проводное радиовещание (сохранилось в некоторых отдаленных регионах);

д) Сети операторов сотовой связи: SMS-рассылки, push-уведомления в приложениях;

е) Интернет и цифровые платформы: официальные сайты, мессенджеры, социальные сети, электронная почта;

ж) Специализированные системы: ОКСИОН (экраны в общественных местах), системы мониторинга с автоматическим запуском оповещения;

з) Мобильные и вспомогательные: громкоговорители на транспорте экстренных служб, спутниковая связь (актуальна в удаленных районах).

Достоинства и недостатки средств оповещения

В таблице 1 приведен сравнительный анализ основных средств оповещения, используемых при возникновении ЧС

Таблица 1. Сравнение основных средств оповещения

Средство оповещения	Достоинства	Недостатки
Электрические и электронные сирены	- способны быстро привлечь внимание большого числа людей; - простота использования; - низкая стоимость; - независимость от сетей электропитания (многие сирены оснащены автономными источни-	- слабая информативность (сирены не могут указать характер ЧС и дать детальные инструкции по действию); - низкая эффективность в урбанизированных зонах (в условиях высокой плотности населения и многочисленных зданий звук сирен может затухать или рассеиваться);

Средство оповещения	Достоинства	Недостатки
	ками питания).	- высокий уровень шума негативно воздействует на психическое состояние людей.
Уличные громкоговорители и акустические системы	- высокая информативность; - портативность (некоторые модели компактные и легкие, что облегчает их перемещение и установку в различных местах); - возможность настраивать параметры звука (громкость, частотный диапазон), что позволяет адаптировать их под конкретные условия; - совместимость с различными устройствами (компьютеры, ноутбуки, смартфоны).	- зона покрытия меньше, чем при использовании сирен; - зависимость от сетей электропитания; - вероятность искажения передаваемой информации шумовым фоном (особенно актуально, для промышленных зон); - сложность использования в экстремальных условиях (могут работать некорректно в условиях очень высоких или низких температурах и большой влажности).
Сети радио и телевещания	- широкий охват; - доступность; - высокая информативность; - способность передавать информацию о ЧС в различных форматах (текст, аудио, видео); - возможность оперативно реагировать на изменение обстановки в зоне ЧС и своевременно её доводить.	- зависимость от инфраструктуры; - «привязанность» оповещаемого абонента к приемнику информации; - влияние радиоэлектронных помех.
Сети операторов сотовой связи	- быстрота; - доступность; - персонализация; - высокая информативность.	- необходимость нахождения оповещаемого абонента в зоне покрытия сети; - ограниченность объема текстовых сообщений; - вероятность перегрузки сети, при массовых оповещениях; - проблемы со спамом (при наличии большого количества спам-сообщений, высока вероятность пропуска абонентом экстренного сообщения).
Интернет и цифровые платформы	- быстрота; - персонализация; - высокая информативность; - легкая интеграция с различными сервисами; - многоформатность передачи данных; - возможность обратной связи.	- необходимость интернет соединения; - вероятность перегрузки серверов при ЧС; - в случае массовой рассылки оповещений, часть сообщений может быть отфильтрована как спам, что усложнит получение актуальной информации.
Специализированные системы	- многоканальная передача информации; - автоматизация процессов оповещения; - централизованное управление (все процессы оповещения контролируются из центрального пункта)	- высокая стоимость; - недоступность в отдаленных регионах; - - зависимость от инфраструктуры.

Вывод. Традиционные средства надежны для привлечения внимания, но слабы в информировании. Современные цифровые - информативны, но зависят от инфраструктуры и поведения людей. Ни одно средство не обеспечивает 100% охвата и гарантированного восприятия.

Обоснование необходимости повышения эффективности средств оповещения

Неэффективное оповещение напрямую приводит к росту жертв и ущерба. Классический пример — наводнение в Крымске (Краснодарский край, июль 2012 г.): несмотря на предупреждения метеослужб, сирены практически не сработали, SMS пришли с опозданием или не пришли, бегущая строка на ТВ стала невидимой из-за отключения электричества. Погибли 171 человек, пострадали тысячи, материальный ущерб — миллиарды рублей. Следствие установило, что информация не была доведена до населения своевременно [5].

По оценке некоторых экспертов, своевременное оповещение и информирование в течение 7–10 минут после возникновения ЧС при определенных сценариях могут снизить возможные потери населения с 85–90 % до 4–7 %.

Таким образом повышение эффективности средств оповещения – это, во-первых, вопрос сохранения жизней людей и минимизации ущерба, а не только решение технической задачи.

Основные направления повышения эффективности средств оповещения

По методам:

1. Автоматизация и интеграция: Создание единой многоуровневой платформы с автоматическим запуском при срабатывании датчиков мониторинга;
2. Многоуровневое и многоформатное оповещение: одновременное использование нескольких каналов (сирена + ТВ + радио + SMS + мессенджеры);
3. Использование искусственного интеллекта: персонализация сообщений по геолокации, прогнозирование сценариев развития ЧС для корректировки сообщений.

По средствам:

1. Повсеместное внедрение технологии передачи текстовых сообщений в определенной географической области (Cell Broadcast);
2. Использование спутниковой и резервной связи;
3. Оповещение через «умные» колонки, часы, систему «умный дом».

По сигналам:

1. Стандартизация и унификация сигналов оповещения при ЧС;
2. Доступность для всех групп населения (передача на разных языках, видео сигналы – для слабослышащих, тактильные - для слепых);
3. Максимальная психологическая эффективность сигналов.

Библиографический список

1. Приказ МЧС России и Министерства цифрового развития, связи и массовых коммуникаций РФ от 31 июля 2020 г. № 578/365 “Об утверждении Положения о системах оповещения населения”.

2. О промышленной безопасности опасных производственных объектов: Федеральный закон от 21.07.1997 г. № 116-ФЗ (ред. от 02.07.2021) // Собрание законодательства РФ. – 1997. – № 30. – Ст. 3588.).

3. Оповещение населения. Системы оповещения населения // Главное управление МЧС России по г. Москве. URL: https://06.mchs.gov.ru/deyatelnost/grazhdanskaya-oborona/opoveshchenie-naseleniya/opoveshchenie-naseleniya-sistemy-opoveshcheniya-naseleniya (дата обращения: 06.01.2026).

4. Самойлов, А. Г. Методы и устройства передачи сигналов: учебник / А. Г. Самойлов. — Москва, Вологда:: Инфра-Инженерия, 2024. — 292 с. — ISBN 978-5-9729-2029-7.

5. Портал про пожарную безопасность URL: https://propb.ru/calendar/navodnenie-v-krasnodarskom-krae-6-iyulya-2012-g-/ (дата обращения: 10.02.2026).

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ГИБРИДНЫЙ АЛГОРИТМ КОДИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ДВУХКАНАЛЬНЫХ МЕТОДОВ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ В СИСТЕМАХ МОНИТОРИНГА КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

В.Т. Дмитриев, Е.С. Черентаева, М.А. Черентаев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, vol77@rambler.ru, culikoa4199@yandex.ru, cherentaev.mikhail@gmail.com

Аннотация. Рассматривается задача повышения эффективности обработки и сжатия изображений в телевизионных системах мониторинга космических объектов. Целью работы является разработка и описание гибридного алгоритма кодирования изображений, объединяющего преимущества вейвлет-анализа и двухканального метода Хургина-Яковлева. Предлагаемый подход основан на раздельной обработке низкочастотного приближения и детализирующих субполос, получаемых в результате вейвлет-декомпозиции. Обоснована целесообразность применения двухканальной схемы ко всем субполосам с учётом их направленности: для субполосы LH используется горизонтальная производная, для HL – вертикальная, для HH – диагональная. Описаны процедуры вычисления производных, адаптивного квантования и энтропийного кодирования. Предложен механизм адаптивного выбора параметров обработки в зависимости от энергии субполос и условий канала связи, позволяющий отключать двухканальную обработку для малозначимых деталей с целью экономии ресурсов. Материалы статьи могут служить теоретической основой для дальнейших исследований и практической разработки эффективных кодеков изображений для систем дальнего космоса.

Ключевые слова: обработка изображений, вейвлет-преобразование, представление Хургина-Яковлева, двухканальная обработка, сжатие изображений, космический мониторинг.

HYBRID IMAGE CODING ALGORITHM BASED ON WAVELET TRANSFORM AND TWO-CHANNEL METHODS FOR IMAGE PROCESSING IN SPACE OBJECT MONITORING SYSTEMS

V.T. Dmitriev, E.S. Cherentaeva, M.A. Cherentaev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, vol77@rambler.ru, culikoa4199@yandex.ru, cherentaev.mikhail@gmail.com

The summary. The article considers the problem of increasing the efficiency of image processing and compression in television systems for monitoring space objects. The aim of the work is to develop and describe a hybrid image coding algorithm that combines the advantages of wavelet analysis and the two-channel Khurgin-Yakovlev method. The proposed approach is based on separate processing of the low-frequency approximation and detailing subbands obtained as a result of wavelet decomposition. The feasibility of applying a two-channel scheme to all subbands is substantiated, taking into account their directionality: a horizontal derivative is used for the LH subband, a vertical derivative for HL, and a diagonal derivative for HH. The procedures for calculating derivatives, adaptive quantization, and entropy coding are described. A mechanism for adaptively selecting processing parameters depending on the energy of subbands and communication channel conditions is proposed, allowing two-channel processing to be disabled for insignificant details in order to save resources. The materials of the article can serve as a theoretical basis for further research and practical development of efficient image codecs for deep space systems.

Keywords: image processing, wavelet transform, Khurgin-Yakovlev representation, two-channel processing, image compression, space monitoring.

Введение

Современные телевизионные системы мониторинга космических объектов формируют огромные потоки визуальной информации, необходимой для решения научных и прикладных задач. Высокое разрешение снимков, многоспектральность и необходимость оперативной доставки данных на Землю вступают в противоречие с ограниченной пропускной способностью каналов связи, значительными задержками и воздействием помех. В этих условиях ключевое значение приобретают методы обработки и сжатия изображений, позво-

ляющие существенно сократить объём передаваемых данных при максимально возможном сохранении их информативности.

Классические подходы к сжатию, основанные на дискретном косинусном преобразовании (например, стандарт JPEG), хорошо зарекомендовали себя в бытовых приложениях, однако для космических изображений с их специфическими особенностями – наличием крупных однородных областей, резких границ объектов и мелких деталей рельефа – они не всегда обеспечивают требуемое качество. Более совершенные методы, такие как вейвлет-преобразование, положенное в основу стандартов JPEG2000 и CCSDS, позволяют достичь лучшей энергетической компактности и поддерживают прогрессивную передачу, что особенно ценно в условиях дальнего космоса.

Параллельно развиваются альтернативные подходы к дискретному представлению сигналов, использующие не только отсчёты самой функции, но и её производных. Среди них выделяется представление Хургина-Яковлева, обобщающее теорему Котельникова на случай двух каналов: сигнала и его производной. Этот подход позволяет снизить частоту дискретизации без потери информации и обеспечивает построение физически реализуемых интерполирующих фильтров (близкие результаты могут быть получены и в рамках весового пространства Соболева, однако в данной работе основное внимание уделяется именно представлению Хургина-Яковлева).

Настоящая статья посвящена интеграции вейвлет-преобразования с двухканальным методом Хургина-Яковлева [1]. Основная идея заключается в раздельной обработке низкочастотного приближения и детализирующих субполос, получаемых в результате вейвлет-декомпозиции. Для низкочастотной составляющей, содержащей основную энергию изображения, а также для высокочастотных субполос, несущих информацию о границах и текстурах, предлагается применять представление Хургина-Яковлева, адаптированное с учётом направленности деталей.

Целью работы является разработка и описание гибридного алгоритма кодирования изображений, объединяющего преимущества вейвлет-анализа и двухканального метода Хургина-Яковлева.

Применение вейвлет-преобразования для анализа и сжатия изображений

Вейвлет-преобразование (wavelet transform) является мощным инструментом частотно-временного анализа, позволяющим исследовать сигналы на различных масштабах. В отличие от оконного преобразования Фурье, вейвлеты обеспечивают адаптивное разрешение: хорошее частотное разрешение на низких частотах и хорошее временное разрешение на высоких частотах, что особенно ценно для анализа нестационарных сигналов, каковыми являются изображения.

Для изображений используется двумерное дискретное вейвлет-преобразование (ДВП). Оно выполняется путём последовательной обработки строк и столбцов с помощью двух фильтров: низкочастотного (L) и высокочастотного (H). На первом шаге каждая строка изображения фильтруется этими фильтрами и прореживается (удаляется каждый второй отсчёт). В результате получаются два промежуточных массива: L-строки и H-строки. Затем каждый из этих массивов обрабатывается по столбцам аналогичным образом. В итоге после одного уровня декомпозиции исходное изображение разделяется на четыре субполосы:

-LL – результат низкочастотной фильтрации по строкам и столбцам. Это уменьшенная копия исходного изображения, содержащая основную энергию и общую структуру.

-LH – низкие частоты по строкам, высокие по столбцам. Выделяет горизонтальные границы (перепады яркости вдоль вертикали).

-HL – высокие частоты по строкам, низкие по столбцам. Выделяет вертикальные границы.

-HH – высокие частоты по обоим направлениям. Выделяет диагональные детали и текстуры.

Процесс можно повторять многократно, применяя следующее разложение уже к LL-субполосе. Так получается пирамида из нескольких уровней, где каждый последующий уровень представляет информацию в более мелком масштабе. Такое представление исключительно удобно для анализа, поскольку различные детали изображения (крупные объекты, границы, текстуры) оказываются в разных субполосах.

Выделение границ и текстур. Детализирующие субполосы двумерного вейвлет-преобразования (LH, HL, HH) непосредственно отражают перепады яркости в различных направлениях. Коэффициенты LH реагируют на горизонтальные границы, HL – на вертикальные, HH – на диагональные. Это свойство широко используется в задачах выделения контуров и анализа текстур. Поскольку вейвлет-коэффициенты вычисляются в масштабируемом окне, они позволяют обнаруживать границы разного масштаба – от мелких деталей до крупных геологических структур. Кроме того, энергия вейвлет-коэффициентов в каждой субполосе служит количественной характеристикой текстуры, что применяется при классификации участков изображения (например, «песчаная равнина», «скальный выход», «кратер»).

Подавление шумов с использованием пороговой обработки. Одним из наиболее эффективных применений вейвлет-преобразования является подавление шумов. Метод основан на том, что полезный сигнал концентрируется в небольшом числе крупных вейвлет-коэффициентов, тогда как шум равномерно распределён по всем коэффициентам с малой амплитудой. Если установить порог и обнулить все коэффициенты, меньшие этого порога (жёсткая пороговая обработка) или плавно уменьшить их (мягкая), то после обратного преобразования шум будет существенно подавлен, а резкие границы сохранятся. Порог может выбираться адаптивно, например, на основе оценки дисперсии шума. Такой подход позволяет повысить отношение сигнал/шум без заметной потери деталей.

Вейвлет-методы сжатия изображений

Стандарт сжатия JPEG2000 (ISO/IEC 15444) основан на дискретном вейвлет-преобразовании и обеспечивает более высокую эффективность по сравнению с классическим JPEG (использующим DCT). Ключевые особенности JPEG2000:

-Использование вейвлетов с плавающей точкой (для потерь) или целочисленных (для сжатия без потерь).

-Масштабируемость по качеству и разрешению благодаря вложенному кодированию битовых плоскостей (EBCOT).

-Поддержка областей интереса (ROI), что позволяет передавать важные фрагменты с повышенным качеством.

-Устойчивость к ошибкам передачи за счёт независимого кодирования тайлов.

Для космических изображений JPEG2000 представляет интерес благодаря возможности прогрессивной передачи: сначала передаётся низкочастотное приближение (общий вид), затем уточняющие данные. Это позволяет оперативно оценивать снимок ещё до полной загрузки.

Стандарт CCSDS 122.1-B-1. Консультативный комитет по космическим системам данных (CCSDS) разработал специализированный стандарт сжатия изображений для космических аппаратов – CCSDS 122.1-B-1 (Image Data Compression). Алгоритм включает:

-Дискретное вейвлет-преобразование с целочисленными фильтрами (9/7 или 5/3).

-Адаптивное квантование с учётом статистики субполос.

-Бит-плоскостное кодирование с контекстным моделированием.

Данный стандарт оптимизирован для аппаратной реализации с ограниченными вычислительными ресурсами и обеспечивает высокую степень сжатия при сохранении научно значимых деталей.

Связь вейвлет-коэффициентов с градиентом изображения

В двумерном разделимом вейвлет-преобразовании детализирующие коэффициенты образуются в результате последовательной обработки строк и столбцов изображения низкочастотными и высокочастотными фильтрами. Высокочастотные фильтры, используемые на каждом этапе, по своему действию близки к операторам дифференцирования: они обнуляют постоянную составляющую и выделяют локальные перепады яркости. Конкретный тип детализирующей субполосы определяется направлением фильтрации. Так, LH-субполоса (после низкочастотной фильтрации по строкам и высокочастотной по столбцам) реагирует на перепады в горизонтальном направлении, то есть на вертикальные границы; HL-субполоса (высокочастотная по строкам, низкочастотная по столбцам) чувствительна к горизонтальным границам; HH-субполоса (высокочастотная по обоим направлениям) выделяет диагональные структуры и текстуры. Таким образом, совокупность трёх детализирующих субполос несёт информацию о трёх ориентационных составляющих поля градиента исходного изображения.

Важнейшее отличие вейвлет-представления от классического вычисления градиента (например, оператором Собела) заключается в его многомасштабности. Коэффициенты на разных уровнях декомпозиции отражают перепады яркости, усреднённые по окнам различного размера: на первых уровнях выделяются мелкие детали, на глубоких – крупномасштабные структуры. Для космических изображений, где объекты интереса могут иметь размеры от единиц до тысяч пикселей, это свойство особенно ценно.

Математически связь вейвлет-коэффициентов с производными описывается через понятие нулевых моментов. Вейвлет, обладающий p нулевыми моментами, не реагирует на полиномиальные составляющие степени меньше p, что обеспечивает его чувствительность именно к локальным нерегулярностям. Большинство применяемых на практике вейвлетов (Добеши, симметричные вейвлеты, биортогональные 9/7 и 5/3) имеют как минимум два нулевых момента. В частотной области это проявляется в том, что амплитудно-частотная характеристика высокочастотных фильтров в области низких частот растёт пропорционально частоте, подобно характеристике идеального дифференциатора.

Таким образом, детализирующие коэффициенты вейвлет-преобразования можно рассматривать как многомасштабное представление поля градиента исходного изображения. Это фундаментальное свойство создаёт естественную основу для совместного использования вейвлет-анализа и методов обработки, опирающихся на производную информацию, в частности представления Хургина-Яковлева [2].

Интеграция вейвлет-преобразования с двухканальными методами обработки изображений

Основная идея предлагаемого подхода заключается в совместном использовании вейвлет-декомпозиции и двухканального метода Хургина-Яковлева. Вейвлет-преобразование разделяет изображение на частотно-масштабные компоненты, к каждой из которых затем применяется обработка, учитывающая её природу. Низкочастотное приближение LL содержит основную энергию и определяет общую структуру изображения. Детализирующие субполосы LH, HL, HH несут информацию о границах и текстурах различной ориентации. Именно для этих субполос, как было показано ранее, коэффициенты вейвлет-разложения тесно связаны с градиентом изображения, что делает естественным применение к ним метода, опирающегося на производную информацию.

Предлагаемая схема гибридной обработки включает следующие этапы:

1. Вейвлет-декомпозиция исходного изображения. Выполняется несколько уровней разложения с использованием, например, биортогональных вейвлетов 9/7 или целочисленных 5/3 (как в стандарте CCSDS). В результате формируется пирамида субполос: низкочастотное приближение LL_j и детализирующие субполосы LH_j, HL_j, HH_j для каждого уровня j.

2. Обработка низкочастотной субполосы LL_j методом Хургина-Яковлева. Поскольку эта субполоса представляет собой уменьшенную копию исходного изображения с сохранением основных очертаний объектов, к ней применяется двухканальная схема с использованием отсчётов самой субполосы и её градиента. Это позволяет снизить частоту дискретизации вдвое при сохранении качества восстановления. Интерполирующие фильтры, построенные согласно представлению Хургина-Яковлева, обеспечивают физически реализуемую аппроксимацию идеальных частотных характеристик [3…5].

3. Обработка детализирующих субполос LH_j, HL_j, HH_j также методом Хургина-Яковлева, но с учётом их направленности. Для LH-субполосы, чувствительной к горизонтальным перепадам, используется производная по горизонтали; для HL-субполосы – производная по вертикали; для HH-субполосы может применяться комбинация производных или диагональные разности. Такая адаптация позволяет максимально полно использовать связь вейвлет-коэффициентов с градиентом.

4. Квантование и энтропийное кодирование обработанных данных. Для каждой субполосы может применяться адаптивный квантователь, учитывающий её статистические характеристики. Затем выполняется бит-плоскостное кодирование с контекстным моделированием (подобно схемам, используемым в JPEG2000 или стандарте CCSDS).

5. Формирование выходного потока с приоритетной передачей низкочастотной информации для обеспечения прогрессивной передачи изображения.

Адаптивный выбор параметров обработки

Для повышения эффективности гибридной схемы предлагается адаптивно выбирать параметры обработки в зависимости от характеристик изображения и условий передачи. На борту космического аппарата может выполняться предварительный анализ:

- оценка энтропии и энергии детализирующих субполос для определения необходимости применения к ним метода Хургина-Яковлева (для субполос с малой энергией достаточно стандартного энтропийного кодирования) [4];
- анализ загруженности канала связи для выбора степени децимации – при ухудшении условий можно временно увеличить степень прореживания, пожертвовав разрешением, но сохранив информативность.

Такая адаптация позволяет гибко реагировать на изменяющиеся условия космической миссии и обеспечивать максимально возможное качество при заданных ограничениях.

Гибридный алгоритм кодирования изображений на основе вейвлет-преобразования и двухканальных методов

Предлагаемый гибридный алгоритм объединяет многомасштабный анализ, обеспечиваемый вейвлет-преобразованием, с двухканальной обработкой на основе представления Хургина-Яковлева. Как было показано ранее, детализирующие субполосы вейвлет-разложения тесно связаны с градиентом изображения, что создаёт естественную основу для применения к ним метода, использующего производную информацию. Низкочастотное приближение, содержащее основную энергию, также может эффективно обрабатываться двухканальным способом. Общая структура алгоритма представлена на рисунке 1.

Этапы обработки на передающей стороне

1. Вейвлет-декомпозиция. Исходное изображение подвергается дискретному вейвлет-преобразованию с использованием биортогональных фильтров (например, 9/7 или 5/3). Выполняется несколько уровней разложения (обычно 3–5), в результате чего формируется пирамида субполос: низкочастотное приближение LL_j и детализирующие субполосы LH_j, HL_j, HH_j для каждого уровня j.

2. Вычисление градиента для каждой субполосы. Для низкочастотной субполосы LL_j и для каждой детализирующей субполосы вычисляются производные, необходимые для двухканальной обработки. Для LL_j используются обе компоненты градиента (по горизонтали и вертикали). Для LH_j, учитывая её чувствительность к горизонтальным перепадам, достаточно горизонтальной производной; для HL_j – вертикальной; для HH_j может применяться диагональная производная или комбинация обеих. Производные вычисляются простейшими разностными методами (например, центральные разности).

3. Децимация и двухканальное кодирование по методу Хургина-Яковлева. Каждая субполоса вместе со своей производной (одной или двумя компонентами) подвергается прореживанию с коэффициентом 2. В соответствии с представлением Хургина-Яковлева, отсчёты субполосы и её производной берутся с вдвое меньшей частотой, что сохраняет полный объём информации. На этом этапе формируются два канала данных: канал сигнала и канал производной. Для субполос, где производная не требуется (например, для мелких деталей с малой энергией), возможно использование только одного канала (классическое прореживание).



Рис. 1. Структурная схема гибридного кодера (↓2 – децимация в 2 раза)

4. Адаптивное квантование. Квантование выполняется раздельно для каждой субполосы и каждого канала с учётом их статистических характеристик. Для низкочастотных составляющих, имеющих большой динамический диапазон, применяется более точное кванто-

вание; для высокочастотных – более грубое. Параметры квантования могут передаваться как служебная информация.

5. Энтропийное кодирование. Для сжатия квантованных коэффициентов используется бит-плоскостное кодирование с контекстным моделированием, подобное применяемому в стандартах JPEG2000 и CCSDS. Это позволяет дополнительно уменьшить объём данных без потерь.

6. Формирование выходного потока. Данные упаковываются в итоговый битовый поток с приоритетом для низкочастотной информации, что обеспечивает возможность прогрессивной передачи изображения.

Обработка на приёмной стороне

Приёмная сторона выполняет обратные операции в следующем порядке:

-декодирование энтропийного кода и обратное квантование;

-восстановление каждой субполосы по её прореженным отсчётам и отсчётам производной с помощью интерполирующих фильтров, построенных согласно представлению Хургина-Яковлева;

-обратное вейвлет-преобразование для получения полного изображения.

Интерполирующие фильтры для двухканального восстановления имеют конечную импульсную характеристику (реализуемую в виде коротких свёрток) и обеспечивают точное восстановление при условии, что исходный сигнал удовлетворяет требованиям теоремы отсчётов.

Адаптивный выбор режимов обработки

Для повышения эффективности алгоритма предлагается адаптировать его параметры в зависимости от свойств изображения и условий канала связи [6,7]. На борту космического аппарата может выполняться предварительный анализ:

-анализ загруженности канала – при ухудшении связи возможно увеличение степени децимации (например, переход к прореживанию с коэффициентом 3 с соответствующей корректировкой параметров квантования;

-выбор глубины вейвлет-декомпозиции в зависимости от размера изображения и требуемой степени сжатия;

-оценка энергетической составляющей субполос и принятие решения о необходимости применения к ним представления Хургина-Яковлева.

Такая адаптация позволяет гибко реагировать на изменения условий и обеспечивать наилучшее качество при заданных ограничениях.

Вычислительная сложность

Основной вклад в вычислительные затраты вносят вейвлет-преобразование (линейная сложность O(N)) и двухканальная интерполяция (также O(N) при фиксированном размере фильтров). Общая сложность остаётся приемлемой для реализации на бортовых системах с использованием сигнальных процессоров или ПЛИС.

Таким образом, предложенный гибридный алгоритм объединяет преимущества многомасштабного анализа и двухканальной обработки с использованием производной информации, что позволяет повысить эффективность сжатия изображений при сохранении их информативности. Дальнейшие исследования направлены на оптимизацию параметров и экспериментальную проверку на реальных космических снимках.

Библиографический список

1. В.Т. Дмитриев, Е.А. Харланова Алгоритм кодирования речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева и вейвлет-пакетного разложения в системах компьютерной телефонии. Вестник РГРТУ 2010 № 1 (Выпуск 31) С. 98-101.

2. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Д.Е. Крысяев, С.С. Попов Исследование качества передаваемой речевой информации при различном сочетании алгоритмов кодирования источника и канала связи в условиях действия помех. Вестник РГРТУ 2008 № 1 (Выпуск 23) . С. 53-56.

3. В.Т. Дмитриев, Д.И. Лукьянов Алгоритм маскирования на основе представления Хургина-Яковлева с использованием производных второго и третьего порядков. Вестник РГРТУ 2012 №4. –С.13-17.

4. Качество передачи речи и его оценка: Учебное пособие / М. В. Илюшин, В. Т. Дмитриев, О. О. Басов, В. А. Тарусов; под общ. ред. С. Н. Кириллова. – Орел : Академия ФСО России, 2015. – 104 с.

5. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Асинхронное маскирование, обнаружение фальсификаций и реставрация фонограмм речевых сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева./ Безопасность информационных технологий. 2003. №2. – С.26-30.

6. В.Т. Дмитриев, Д.С. Константинова Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи.// Вестник РГРТУ. 2016. №56 – С.42-47.

7. Дмитриев В.Т., Лантратов С.Ю. Адаптивный алгоритм кодирования на основе кодека CELP и модификации алгоритма Хургина-Яковлева// Вестник РГРТУ. 2024. №88. – С.21 -30

УДК 621.398; ГРНТИ 28.23.15

МУЛЬТИСПЕКТРАЛЬНОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ОБЪЕКТОВ: ОТ RGB-ИЗОБРАЖЕНИЙ К УЧЕТУ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

В.Т. Дмитриев, Е.С. Черентаева, М.А. Черентаев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, vol77@rambler.ru, culikoa4199@yandex.ru, cherentaev.mikhail@gmail.com

Аннотация. В работе рассматривается современное состояние и эволюция методов автоматического детектирования объектов на мультиспектральных изображениях, получаемых с беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Актуальность работы обусловлена необходимостью создания систем круглосуточного мониторинга, способных эффективно функционировать в условиях плохой освещенности. Проведен анализ ключевых проблем, возникающих при совместной обработке оптических и инфракрасных данных: пространственное рассогласование изображений, избыточность и противоречивость информации из разных спектральных каналов, а также необходимость адаптации к резко меняющимся условиям освещенности (день/ночь/сумерки).На основе анализа делается вывод, что главным направлением развития является создание целостных адаптивных систем, одновременно решающих задачи компенсации пространственных искажений, динамического взвешивания каналов данных и адаптации к меняющимся условиям съемки.

Ключевые слова: телевизионные системы, компьютерное зрение, CV, искусственный интеллект, детекторы объектов, машинное обучение.

MULTISPECTRAL OBJECT DETECTION: FROM RGB IMAGES TO UNCERTAINTY AWARE

V.T. Dmitriev, E.S. Cherentaeva, M.A. Cherentaev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, vol77@rambler.ru, culikoa4199@yandex.ru , cherentaev.mikhail@gmail.com

The summary. The paper examines the current state and evolution of methods for automatic object detection on multispectral images obtained from unmanned aerial vehicles (UAVs). The urgency of the work is due to the need to create round-the-clock monitoring systems capable of operating effectively in low-light conditions. The analysis of key problems arising in the joint processing of optical and infrared data is carried out: spatial misalignment of images, redundancy and inconsistency of information from different spectral channels, as well as the need to adapt to dramatically changing light conditions (day/night/dusk).Based on the analysis, it is concluded that the main direction of development is the creation of holistic adaptive systems that simultaneously solve the problems of spatial distortion compensation, dynamic weighing of data channels and adaptation to changing shooting conditions.

Keywords: television systems, computer vision, CV, artificial intelligence, object detectors, machine learning.

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) прочно вошли в сферы мониторинга, городского управления, поисково-спасательных операций и многих других областей, где критически важна оперативность получения информации. Ключевой задачей при этом остаётся

автоматическое детектирование объектов на аэрофотоснимках, таких как транспортные средства, люди, элементы инфраструктуры. Однако, традиционные методы компьютерного зрения, ориентированные исключительно на изображения в видимом диапазоне, сталкиваются с фундаментальном ограничением – их работоспособность резко падает в условиях малой или сложной освещенности в ночное время, в тени, при тумане или дыме.

Преодоление этого ограничения видится в переходе к мультиспектральному анализу, наиболее доступным вариантом которого для БПЛА является совместное использование оптического и инфракрасного диапазонов спектра. Инфракрасный канал, фиксируя тепловое излучение объектов, позволяет создавать системы, работающие круглосуточно, вне зависимости от условий освещения. Но простое объединение данных с разных сенсоров создает новые вызовы: необходимо не только корректно совместить пространственно рассогласованные изображения, но и разработать методы слияния, способные в реальном времени учитывать изменчивый вклад каждого спектрального диапазона и извлекать для них полезную информацию для детектора.

За последние годы в этой области сформировалась отчетливая эволюция подходов. Ранние работы, такие как [1], заложили основу, предложив динамически взвешивать вклад каждого спектрального диапазона на основе оценки неопределённости и условий освещения. Дальнейшие развитие привело к созданию сквозных архитектур [2], оптимизирующих процессы слияния и детектирования совместно, а также к внедрению новых вычислительно эффективных парадигм, таких как гибридные Mamba-CNN нейронные сети [3]. Параллельно исследовались проблемы получаемых реальных данных, в частности, пространственное рассогласование изображений, поступающих с разных датчиков, для компенсации которого были предложены методы динамического выравнивания признаков [4]. Также современные работы [5] демонстрируют новые подходы решения проблемы адаптации к условиям плохой освещенности на архитектурном уровне, используя механизм «смеси экспертов» (англ. Mixture of Experts) для выбора оптимальной стратегии слияния в зависимости от сцены.

Цель данной работы – систематизировать современные методы детектирования объектов на мультиспектральных оптико-инфракрасных изображениях, полученных с БПЛА.

Эффективность детектирования объектов напрямую зависит от понимания природы входных данных и ограничений, которые накладывает их совместное использование. Изображения в этих двух спектральных диапазонах несут принципиально разную, но взаимодополняющую информацию. Изображения в оптическом диапазоне богаты текстурой, цветом и деталями сцены, что критически важно для распознавания объектов в дневное время и в ясную погоду. Однако их информативность резко падает в условиях низкой освещенности, появления теней или тумана. Инфракрасные изображения незаменимы в темное время суток, так как нагретые элементы остаются контрастными на фоне более холодной окружающей среды, но часто скудны в детализации объектов на сцене.

Именно эта комплементарность делает совместное использование оптического и инфракрасного диапазона столь привлекательной для создания систем "круглосуточного" мониторинга. При их совместная обработка создаёт ряд сложностей.

*Пространственное рассогласование***.** Возникает из-за физического разнесения камер, вибрации платформы, различных углов обзора и асинхронности затворов, в результате чего один и тот же объект проецируется в разные пиксельные координаты на парных изображениях. Игнорирование этого факта приводит к тому, что при слиянии семантически соответствующие друг другу признаки оказываются пространственно разнесены, что вносит шум и путает детектор.

Избыточность и противоречивость информации. В разных условиях съемки вклад каждого спектрального диапазона неодинаков. В хорошо освещенной сцене инфракрасный канал может нести мало дополнительной информации (избыточность), а в условиях сильной засветки или бликов RGB-канал может быть полностью "зашумлен". Более того, возможны ситуации прямой противоречивости, например, когда объект четко виден в одном диапазоне,

но сливается с фоном в другом. Детектор должен научиться не просто суммировать данные, а динамически определять, какому каналу можно доверять больше в каждом конкретном фрагменте изображения.

Изменчивая освещённость сцены. Данная проблема заключается в необходимости адаптации к кардинальной смене условий освещения. Днем доминирующую роль играет оптический диапазон, а ночью инфракрасный. Детектор, обученный статично, будет давать сбои на стыке этих режимов, например, в сумерках, или при резких перепадах освещенности в кадре. Современные исследования движутся в сторону создания адаптивных архитектур, способных перестраивать свою работу в зависимости от контекста.

Одной из первых работ, системно решивших проблему изменчивой освещённости, стал метод **[1]**. Основная идея заключается в динамической оценке, насколько можно доверять каждому диапазону в текущем фрагменте изображения. Для этого был ***разработан*** *модуль оценки неопределенности (UAM),* который вычисляет вклад каждого спектрального диапазона на основе значения Intersection over Union (IoU) и освещенности в оптическом канале. Высокий IoU говорит о согласованности детектирования, в то время как низкая освещенность о недостоверности оптического канала. Дополнительно, на этапе использования обученного детектора применяется *алгоритм подавления немаксимумов с учётом освещенности (illumination-aware NMS)***.** Такой подход позволил значительно повысить точность детектирования в сумерках и ночью, заложив основу для более сложных адаптивных механизмов.

Следующий шаги были направлены на объединение процессов слияния и детектирования в единую сквозную систему, а также в сторону использования более эффективных базовых архитектур. Так в [2] предложено отказаться от раздельной оптимизации модулей слияния и детекции, которая часто приводит к неоптимальным решениям. Вместо этого реализуется *совместная оптимизация* всех компонентов сети, что позволяет не только повышать качество объединенного изображения, а максимизировать качество точности детектирования. Эксперименты показали, что такой подход дает прирост в 2.0% mAP50 на наборе данных DroneVehicle [1] по сравнению с предшествующими методами.

При работе с реальными данными из-за вибрации и особенностей съемки возникает пространственное рассогласование изображений, полученных в разных каналах**.** В отличие от подходов, предполагающих идеально совмещенные пары изображений оптического и инфракрасного диапазонов, [4] вводит модуль Offset-guided Semantic Alignment (OSA), который оценивает пространственные смещения между парными изображениями с помощью механизма внимания и использует деформируемые свертки для точного совмещения семантических признаков в общем пространстве. После выравнивания модуль Dynamic Attention-guided Fusion Module (DAFM) динамически балансирует вклад каждого спектрального диапазона и уточняет объединенные признаки через механизмы пространственно-канального внимания. Такой комплексный подход позволяет достичь на наборе данных DroneVehicle рекордных 78.6% mAP.

Современные исследования предлагают новые архитектурные подходы к решению проблемы адаптации к условиям освещения, так в [5,6,7] предлагается принципиально новое решение, основанное на архитектуре «смеси экспертов» (англ. Mixture of Experts). В данном подходе создаётся две нейронных сети, работающих совместно, где одно специализируется на низкой освещенности, а вторая на высокой. После чего с помощью решающего модуля сети определяется, какой из подсетей модели стоит доверять. Такой подход не только решает проблему модального смещения (modality bias), но и демонстрирует высокое качество как самого слияния, так и последующего детектирования (на DroneVehicle достигнуто 45.14% mAP).

Также крупным направлением исследований является решение проблемы высокой вычислительной сложности алгоритмов основанных на архитектуре трансформеров. В [3,8,9] предложено использование State Space Model, что позволяет обрабатывать изображения за линейную сложность вычисления, а не за квадратичную, как в трансформерных моделях. Та-

кой подход особенно важен для детектирования мелких и плотно расположенных объектов на аэрофотоснимках.

Как было показано в данной работе современные подходы детектирования объектов на мультиспектральных изображениях, получаемых с БПЛА уже прошли большой путь в решении возникших проблем и вызовов. Проведенный анализ позволяет утверждать, что главным направлением развития области является создание комплексных систем, которые способны одновременно решать задачи компенсации пространственных искажений, динамического взвешивания каналов данных и адаптации к меняющимся условиям съемки.

Несмотря на впечатляющий прогресс, можно выделить несколько перспективных направлений для дальнейших работ:

- Создание методов, способных эффективно работать с произвольным набором сенсоров и в различных погодных условиях без трудоемкого переобучения под каждый конкретный сценарий;
- Адаптация сложных архитектур для работы в режиме реального времени на бортовых компьютерах БПЛА с ограниченными вычислительными ресурсами;
- Комплексирование мультиспектрального слияния с задачами восстановления глубины и трехмерной детекции для более точной навигации, планирования траекторий и анализа сцен;
- Перенос разработанных методов с задачи детектирования транспорта на более широкий круг объектов: поиск людей в условиях задымления, мониторинг животных, обнаружение возгораний и т.д.

Таким образом, область мультиспектрального детектирования для БПЛА продолжает активно развиваться, двигаясь от решения изолированных проблем к созданию целостных, адаптивных и вычислительно эффективных систем.

Библиографический список

1. Sun Y., Bing C., Zhu P., Hu Q. Drone-based RGB-Infrared Cross-Modality Vehicle Detection via Uncertainty-Aware Learning [Электронный ресурс] // arXiv.org. – 2020. – № arXiv:2003.02437. – URL:https://arxiv.org/abs/2003.02437 (дата обращения: 16.02.2026).

2. Zhang J., Liu H., Yang W. и др. E2E-MFD: Towards End-to-End Synchronous Multimodal Fusion Detection [Электронный ресурс] // arXiv.org. – 2024. – № arXiv:2403.09323. – URL: https://arxiv.org/abs/2403.09323 (дата обращения: 17.02.2026).

3. Ren K., Xu L., Ma L. RemoteDet-Mamba: A Hybrid Mamba-CNN Network for Multi-modal Object Detection in Remote Sensing Images [Электронный ресурс] // arXiv.org. – 2026. – № arXiv:2410.13532. – URL: https://arxiv.org/abs/2410.13532 (дата обращения: 19.02.2026).

4. Liu Z., Zhang H., Wang J. и др. Cross-modal Offset-guided Dynamic Alignment and Fusion for Weakly Aligned UAV Object Detection [Электронный ресурс] // arXiv.org. – 2025. – № arXiv:2506.16737. – URL: https://arxiv.org/abs/2506.16737 (дата обращения: 20.02.2026).

5. Li J., Chen S., Zhao T. и др. MoCTEFuse: Illumination-Gated Mixture of Chiral Transformer Experts for Multi-Level Infrared and Visible Image Fusion [Электронный ресурс] // arXiv.org. – 2025. – № arXiv:2507.20180. – URL: https://arxiv.org/abs/2507.20180 (дата обращения: 20.02.2026).

6. Дмитриев В.Т. Адаптация кодеков речевых сигналов на основе теоремы В.А. Котельникова и модификации алгоритма Хургина-Яковлева к шумам в канале связи// Цифровая обработка сигналов №2. 2023 – С. 55 – 60

7. Дмитриев В.Т., Смирнов М.С. Исследование помехоустойчивой и защищенной системы передачи речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева.//Вестник РГРТУ 2022 №82 – С. 27- 37.

8. Андреев В.Г., Дмитриев В.Т. Алгоритм совместной реализации первичного кодека и маскиратора речевых сигналов с возможностью защиты фонограмм от фальсификаций// Вестник РГРТУ. 2023. №84. – С.66 - 76.

9. Дмитриев В.Т., Ву Хоанг Шон Применение трехканальной модификации алгоритма Хургина-Яковлева в алгоритмах первичного кодирования речевых сигналов. // Вестник РГРТУ. 2024. №88. – С.3 -14.

УДК 621.391; ГРНТИ 49.03.03

МОДЕЛИРОВАНИЕ НА ПЛИС 6-БИТНОГО ЦИКЛИЧЕСКОГО ИЗБЫТОЧНОГО КОДЕРА ДЛЯ ПАКЕТОВ CDMA-2000

В.А. Григорьев, В.А. Радченко, В.В. Филатов
МИРЭА – Российский технологический университет,
Проспект Вернадского, д.78, Москва, 119454, Россия, grigorevvlad207@gmail.com

Аннотация. Рассмотрены эволюция и особенности технологии множественного доступа с кодовым разделением каналов мобильной связи (CDMA). Выявлена роль циклического избыточного кодирования (CRC) в технологии CDMA, в частности использование 6-битного CRC для пакетов CDMA-2000. Разработаны исходный код 6-битного CRC кодера по полиному 0x21 для 20-битных входных данных, исходный код программы для его тестирования на языке Verilog, программы проверки результатов вычислений на языке Python. Проведены моделирование работы кодера в среде Xilinx Vivado, проверка результатов вычислений. Для подтверждения реализуемости проекта представлена синтезированная цифровая схема для ПЛИС семейства Artix-7 компании AMD (ранее Xilinx).
Ключевые слова: моделирование, мобильная связь, кодирование, протокол передачи данных, исходный код, временные диаграммы, синтезированная цифровая схема.

FPGA SIMULATION OF A 6-BIT CYCLIC REDUNDANCY ENCODER FOR CDMA-2000 PACKETS

V.A. Grigoriev, V.A. Radchenko, V.V. Filatov
MIREA – Russian Technological University, 78 Vernadsky Avenue, Moscow 119454, Russia,
grigorevvlad207@gmail.com

Abstract. The evolution and features of code-division multiple access (CDMA) technology for mobile communications are considered. The role of cyclic redundancy coding (CRC) in CDMA technology is revealed, in particular the use of a 6-bit CRC for CDMA-2000 packets. The source code of a 6-bit CRC encoder using the 0x21 polynomial for 20-bit input data, the source code of a program for testing it in Verilog, and programs for checking the calculation results in Python are developed. The encoder operation is simulated in the Xilinx Vivado environment, and the calculation results are verified. To confirm the feasibility of the project, a synthesized digital circuit for the Artix-7 FPGA family from AMD (formerly Xilinx) is presented.
Keywords: modeling, mobile communication, coding, data transfer protocol, source code, timing diagrams, synthesized digital circuit.

Первые в мире сети CDMA2000 были запущены в Корее в октябре 2000 года. Они обеспечивали скорость передачи данных 144 кбит/с для абонентов и почти вдвое увеличивали голосовую ёмкость по сравнению с системами cdmaOne (IS-95), которые использовались операторами ранее. Успех системы CDMA2000 1X в Корее подтолкнул многих операторов в странах Америки и Азии также реализовать свои планы по запуску CDMA2000.

С 2000 года развитие систем третьего поколения CDMA значительно изменилось [1, 2]. Ранее отрасль ориентировалась на широкополосный подход к обеспечению высоких скоростей передачи данных – стандарт, известный как CDMA2000 3X или 3XRTT [3]. Этот стандарт был заменён двухэтапной стратегией под названием CDMA2000 1xEV, где 1xEV означает «1X evolution» – эволюцию с использованием полосы шириной 1,25 МГц [4]. Современные системы CDMA2000 1X основаны на стандартном несущем сигнале 1,25 МГц для обеспечения высоких скоростей передачи данных и увеличенной ёмкости по голосу (рисунок 1).

Достижения в области промышленности и инженерных технологий привели к появлению новых предложений по увеличению пропускной способности и ёмкости при сохранении полосы 1,25 МГц. Операторы и производители вскоре осознали, что сохранение этой полосы обеспечивает преимущества в стоимости, совместимости и синхронизации. Поэтому стандарт CDMA2000 3X был отложен до тех пор, пока рынок не предъявит потребность в переходе на более широкополосного оператора (3,75 МГц).

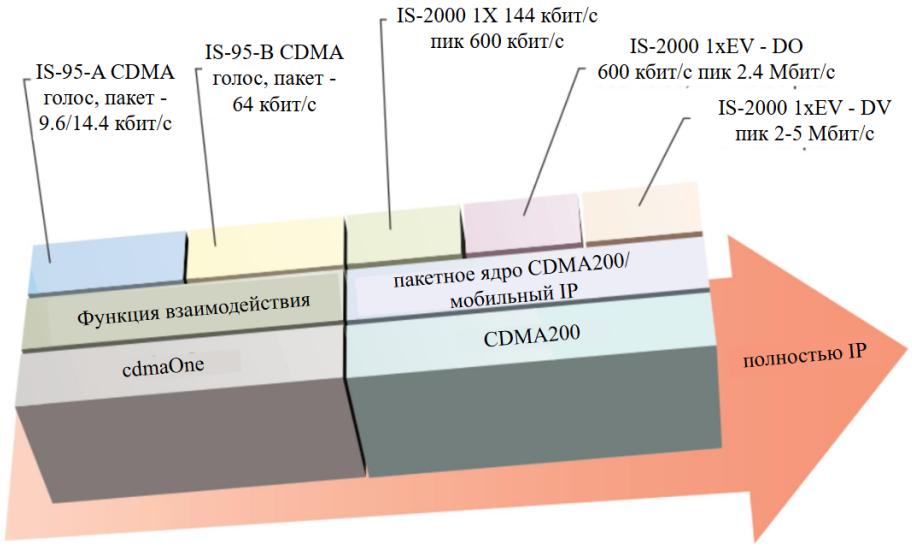


Рис. 1. Эволюция стандартов CDMA

Хотя основное внимание средств массовой информации уделяется эволюции радиоинтерфейса CDMA2000, группы стандартизации Third Generation Partnership Project Two (3GPP2) и Telecommunications Industry Association (TIA) развивали сеть CDMA2000 [4], начиная с внедрения пакетного ядра сети до создания системы, способной предоставлять сквозные услуги на основе IP-протоколов [5]. Причём компания Ericsson была одним из ключевых участников процесса стандартизации сетей полностью на IP в рамках проекта 3GPP. Эволюция CDMA2000 в сторону all-IP основывается на существующих интернет-протоколах и стандартах, а работа в рамках 3GPP2 тесно связана с деятельностью Internet Engineering Task Force (IETF) [6].

Для защиты пакетов в системах CDMA, в частности, в стандарте CDMA2000 используется циклический избыточный код длиной от 6 до 12 бит. К информационному пакету добавляются проверочные биты CRC (6 бит для определенных скоростей передачи). Наиболее часто в спецификациях (например, для каналов управления или коротких пакетов, рисунок 2) используется вариант CRC-6/CDMA2000-A: полином (многочлен): 6+ 2+ +1 (в шестнадцатеричном представлении – 0x27). Существует также вариант CRC-6/CDMA2000-B с полиномом 6+ +1 или x6+x5+1 (0x07 или 0x21), который используется в некоторых специфических задачах сигнализации.

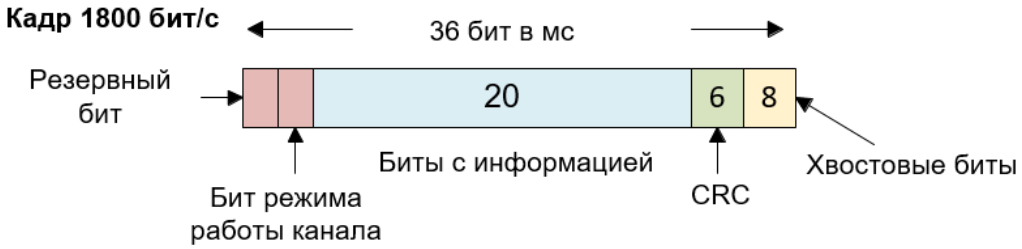


Рис. 2. Структура данных короткого пакета CDMA-2000

Реализация такого кодера CRC-6/CDMA2000-B для ПЛИС в виде исходного кода вычислителя из 20-битной информации структуры данных короткого пакета (рисунок 2) контрольной суммы по полиному 0x21 на языке Verilog представлена ниже.

Исходный код вычислителя CRC по полиному 0x21 на языке Verilog.

```
module crcCDMA ( input [5:0] crcCDMAIn,  input [19:0] dataCDMA, output [5:0] crcCDMAOut );
assign crcCDMAOut[0] = crcCDMAIn[1] ^ crcCDMAIn[2] ^ crcCDMAIn[4] ^ crcCDMAIn[5] ^
dataCDMA[0] ^ dataCDMA[1] ^ dataCDMA[2] ^ dataCDMA[3] ^ dataCDMA[4] ^ dataCDMA[5] ^
dataCDMA[7] ^ dataCDMA[9] ^ dataCDMA[11] ^ dataCDMA[12] ^ dataCDMA[15] ^ dataCDMA[16] ^
dataCDMA[18] ^ dataCDMA[19];
assign crcCDMAOut[1] = crcCDMAIn[2] ^ crcCDMAIn[3] ^ crcCDMAIn[5] ^ dataCDMA[1] ^
dataCDMA[2] ^ dataCDMA[3] ^ dataCDMA[4] ^ dataCDMA[5] ^ dataCDMA[6] ^ dataCDMA[8] ^
dataCDMA[10] ^ dataCDMA[12] ^ dataCDMA[13] ^ dataCDMA[16] ^ dataCDMA[17] ^ dataCDMA[19];
assign crcCDMAOut[2] = crcCDMAIn[0] ^ crcCDMAIn[3] ^ crcCDMAIn[4] ^ dataCDMA[2] ^
dataCDMA[3] ^ dataCDMA[4] ^ dataCDMA[5] ^ dataCDMA[6] ^ dataCDMA[7] ^ dataCDMA[9] ^
dataCDMA[11] ^ dataCDMA[13] ^ dataCDMA[14] ^ dataCDMA[17] ^ dataCDMA[18];
assign crcCDMAOut[3] = crcCDMAIn[0] ^ crcCDMAIn[1] ^ crcCDMAIn[4] ^ crcCDMAIn[5] ^
dataCDMA[3] ^ dataCDMA[4] ^ dataCDMA[5] ^ dataCDMA[6] ^ dataCDMA[7] ^ dataCDMA[8] ^
dataCDMA[10] ^ dataCDMA[12] ^ dataCDMA[14] ^ dataCDMA[15] ^ dataCDMA[18] ^ dataCDMA[19];
assign crcCDMAOut[4] = crcCDMAIn[1] ^ crcCDMAIn[2] ^ crcCDMAIn[5] ^ dataCDMA[4] ^
dataCDMA[5] ^ dataCDMA[6] ^ dataCDMA[7] ^ dataCDMA[8] ^ dataCDMA[9] ^ dataCDMA[11] ^
dataCDMA[13] ^ dataCDMA[15] ^ dataCDMA[16] ^ dataCDMA[19];
assign crcCDMAOut[5] = crcCDMAIn[0] ^ crcCDMAIn[1] ^ crcCDMAIn[3] ^ crcCDMAIn[4] ^
crcCDMAIn[5] ^ dataCDMA[0] ^ dataCDMA[1] ^ dataCDMA[2] ^ dataCDMA[3] ^ dataCDMA[4] ^
dataCDMA[6] ^ dataCDMA[8] ^ dataCDMA[10] ^ dataCDMA[11] ^ dataCDMA[14] ^ dataCDMA[15] ^
dataCDMA[17] ^ dataCDMA[18] ^ dataCDMA[19];
endmodule
```

Для его моделирования в среде Xilinx Vivado создана тестовая программа на языке Verilog. Исходный код тестовой программы для моделирования на языке Verilog.

```
module crcCDMA_tb;
reg [5:0] crcCDMAIn;
reg [19:0] dataCDMA;
wire [5:0] crcCDMAOut;
crcCDMA uut ( .crcCDMAIn(crcCDMAIn), .dataCDMA(dataCDMA), .crcCDMAOut(crcCDMAOut)
);
initial begin crcCDMAIn = 0; dataCDMA = 0;  #100; end
always begin #10 dataCDMA = dataCDMA +1; end
always begin #1000 crcCDMAIn = crcCDMAIn +1; end
endmodule
```

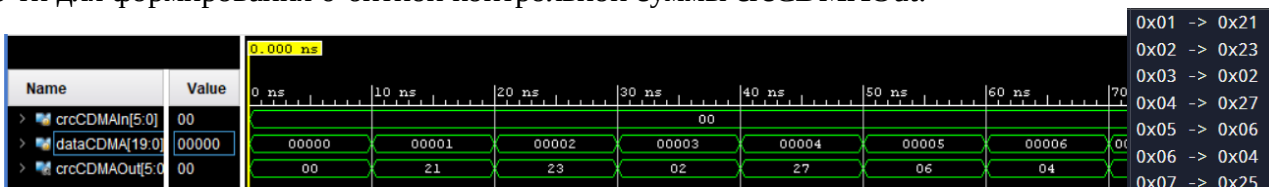
Для проверки результатов вычислений написана программа на языке Python. Исходный код для проверки результатов вычислений CRC на языке Python.

```
def crc6_cdma_21_word20(value: int) -> int:
width = 6
poly  = 0x21          # x^6 + x^5 + 1
reg   = 0x00          # init
# обрабатываем биты: data[5] ... data[0]
for i in range(5, -1, -1):
fb = ((value >> i) & 1) ^ ((reg >> (width - 1)) & 1)  # вход     старший бит регистра
reg = ((reg << 1) & ((1 << width) - 1))             # сдвиг влево
if fb:
reg ^= (poly & ((1 << width) - 1))              # полином без старшего x^6 (он уже в регистре)
return reg
# пример: числа 1..8
for x in range(1, 9):
print(f"0x{x:02X} -> 0x{crc6_cdma_21_word20(x):02X}")
```

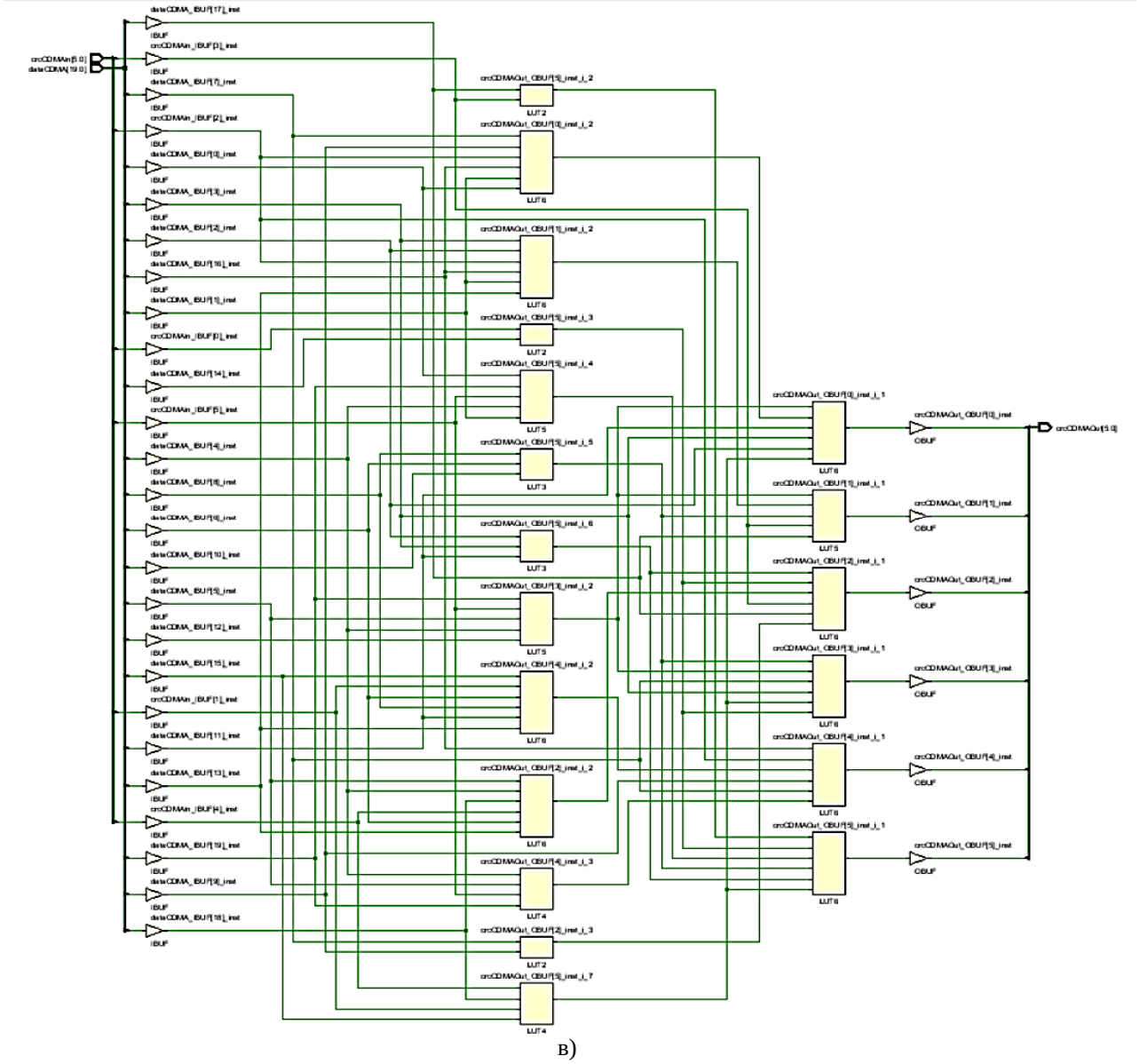
Полученные в результате моделирования в среде Xilinx Vivado временные диаграммы, результаты проверки вычислений в программе на языке Python и синтезированная цифровая схема 6-битного циклического избыточного кодера по полиному 0x21 представлены на рисунке 3. Как видно из рисунка 3, результаты моделирования совпали с проверкой.

Синтезированная для ПЛИС xa7a15tcsg324-2I семейства Artix компании Xilinx схема вычислителя CRC из 20 битного входного потока dataCDMA, содержит входные-выходные

электрические буферы IBUF-OBUF и логические блоки LUT с количеством входов от 2-х до 6-ти для формирования 6-битной контрольной суммы crcCDMAOut.



а) б)



в)

Рис. 3. Временные диаграммы моделирования (а), результаты проверки вычислений (б) и синтезированная цифровая схема (в) 6-битного циклического избыточного кодера

Библиографический список

1. Левин, Б. Р. Мобильная радиосвязь и стандарты третьего поколения. — М.: Эко-Трендз, 2006. — 472 с.

2. Глушков, А. В. Сотовые и беспроводные сети: архитектура, протоколы, стандарты. — СПб.: БХВ-Петербург, 2008. — 656 с.

3. Langer, J., Larsson, G. CDMA2000 — A World View. — Ericsson Review No. 3, 2001. — 160 p.

4. Garg, V. K. Wireless Network Evolution: 2G to 3G. — Prentice Hall, 2002. — 592 p.

5. Kasera, S. K., Narang, N. 3G Mobile Networks: Architecture, Protocols and Procedures. — McGraw-Hill, 2004. — 478 p.

6. RFC 3141. CDMA2000 Wireless Data Requirements for AAA. — Internet Engineering Task Force (IETF), 2001.

УДК 004.45; ГРНТИ 50.33

ЗАГРУЗЧИК ПРОГРАММЫ ДЛЯ СЕРВЕРА В МИКРОСХЕМУ ФЛЭШ-ПАМЯТИ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ПЕРИФЕРИЙНЫМ ИНТЕРФЕЙСОМ

М.А. Клишин, Л.В. Бунина, О.Л. Цвырко
МИРЭА – Российский технологический университет,
Проспект Вернадского, д.78, Москва, 119454, Россия, ludmilabunina@mail.ru

Аннотация. Проведён анализ решений, связанных с загрузкой программы для сервера в микросхему флэш-памяти через последовательный периферийный интерфейс. Основное внимание уделено архитектуре серверных систем, функциям и принципам работы Baseboard Management Controller (BMC), а также особенностям хранения и инициализации его прошивки во внешней флэш-памяти. Рассмотрены организация памяти, форматы образов, режимы работы интерфейса Quad SPI и процедуры записи данных. В качестве целевой микросхемы памяти выбрана MX25L51245G фирмы Macronix, для которой детально проанализированы команды чтения.
Ключевые слова: автономный микроконтроллер, материнская плата, временные диаграммы, загрузка прошивки, ПЛИС, микросхема памяти.

SERVER FLASH MEMORY LOADER WITH SERIAL PERIPHERAL INTERFACE

M.A. Klishin, L.V. Bunina, O.L. Tsvyrko
MIREA – Russian Technological University, 78 Vernadsky Avenue, Moscow 119454, Russia,
ludmilabunina@mail.ru

The summary. This article analyzes solutions for loading server software into flash memory via a serial peripheral interface. It focuses on the architecture of server systems, the functions and operating principles of the Baseboard Management Controller (BMC), and the storage and initialization of its firmware in external flash memory. Memory organization, image formats, Quad SPI interface operating modes, and data writing procedures are discussed. The Macronix MX25L51245G memory chip was selected as the target, and its read commands were analyzed in detail.
Keywords: Baseboard Management Controller (BMC), motherboard, timing diagrams, firmware loading, FPGA, memory chip.

Современные серверные системы представляют собой высоконадёжные вычислительные платформы, предназначенные для круглосуточной работы в условиях интенсивных нагрузок. Их архитектура включает множество компонентов – процессоры, модули памяти, бэкплейны с десятками дисков, карты расширения, блоки питания и системы охлаждения. Управление такой сложной системой требует специализированных средств, не зависящих от состояния основного процессора или операционной системы [1]. Эту задачу решает Baseboard Management Controller (BMC) – автономный микроконтроллер, встроенный в материнскую плату сервера. BMC обеспечивает мониторинг оборудования, дистанционное управление питанием, доступ к консоли и возможность обновления прошивок даже при выключенном сервере [2].

Для своей работы BMC требует собственной микропрограммы, которая хранится во внешней флэш-памяти, подключённой, как правило, через последовательный периферийный интерфейс (SPI) или его высокоскоростную версию – Quad SPI (QSPI). При включении питания именно из этой микросхемы BMC считывает загрузчик, ядро и файловую систему. Таким образом, корректная запись прошивки в флэш-память является необходимым условием работоспособности всей системы управления сервером [3].

Актуальность настоящей работы обусловлена необходимостью анализа решений по загрузке программы BMC в микросхему флэш-памяти через последовательный интерфейс, с учётом архитектуры хранения данных, форматов образов и особенностей производственной прошивки.

Назначения и функции BMC

BMC – это автономный микроконтроллер, встроенный в материнскую плату сервера и функционирующий независимо от основного процессора и операционной системы. Он получает питание от дежурного источника, что позволяет ему работать даже при выключенном сервере [1].

BMC реализует стандарт IPMI (Intelligent Platform Management Interface) и в современных системах часто основан на ARM-ядрах с собственной лёгкой операционной системой (например, OpenBMC). Его основная цель – обеспечить внеоперационное (out-of-band) управление сервером, то есть контроль и администрирование без зависимости от состояния основной вычислительной подсистемы [3].

Ключевые функции BMC:

– мониторинг состояния оборудования − сбор данных о температуре CPU и чипсета, напряжении питания, скорости вращения вентиляторов, состоянии дисков, блоков питания и карт расширения;

– дистанционное включение, выключение, перезагрузка питания сервера;

– доступ к консоли через сеть (KVM over IP): передача видео, клавиатуры и мыши, что позволяет полностью управлять загрузкой и ОС удалённо;

– виртуальные носители: возможность подключать ISO-образы или USB-устройства по сети для установки или восстановления ПО;

– сохранение аппаратных событий в журнале SEL (System Event Log);

– поддержка современных протоколов − Redfish, IPMI через LAN, SNMP, SSH.

На рисунке 1 представлен пример схемы взаимодействия BMC с компонентами серверной системы.

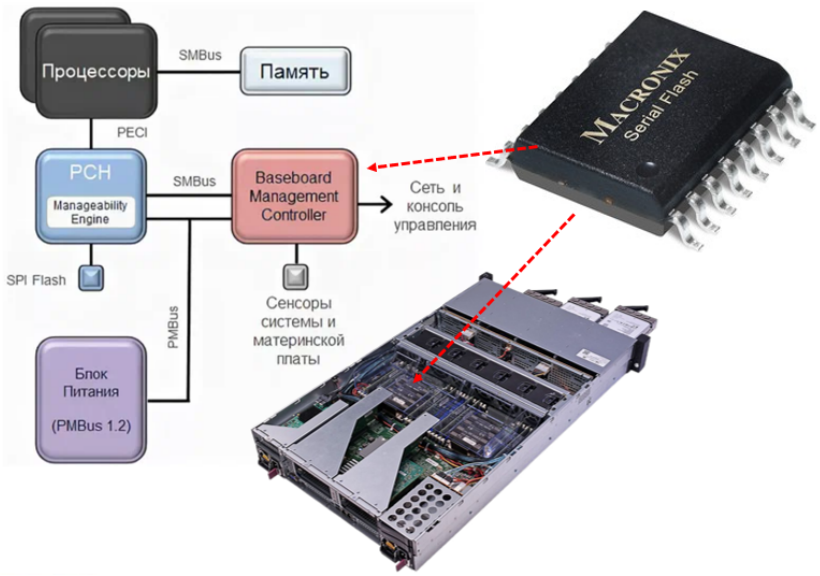


Рис. 1. Схема взаимодействия BMC с компонентами серверной системы

Таким образом, BMC превращает сервер из «чёрного ящика» в управляемый, наблюдаемый и обслуживаемый объект, что критически важно для автоматизации, масштабирования и надёжности ИТ-инфраструктур.

Анализ решений по загрузке программы для сервера из флэш памяти

Модуль безопасного управления ЦОД компании Antmicro на базе ПЛИС семейства Artix-7 компании Xilinx представляет собой контроллер материнской платы (BMC) с открытым исходным кодом, разработанным в соответствии со спецификацией Data Center Secure Control Module (DC-SCM) проекта Open Compute Project (OCP) [4].

Другой модуль управления защищенным ЦОД компании Antmicro на базе ПЛИС семейства ECP5 компании Lattice также представляет собой BMC с открытым исходным кодом, разработанным в соответствии со спецификацией DC-SCM [5].

Внешний вид и функциональные схемы модулей представлена на рисунке 2, а их характеристики раскрыты в таблице 1. Как видно из функциональных схем, загрузка ПЛИС этих модулей осуществляется из микросхемы флэш памяти по четырёхканальному последовательному периферийному интерфейсу.

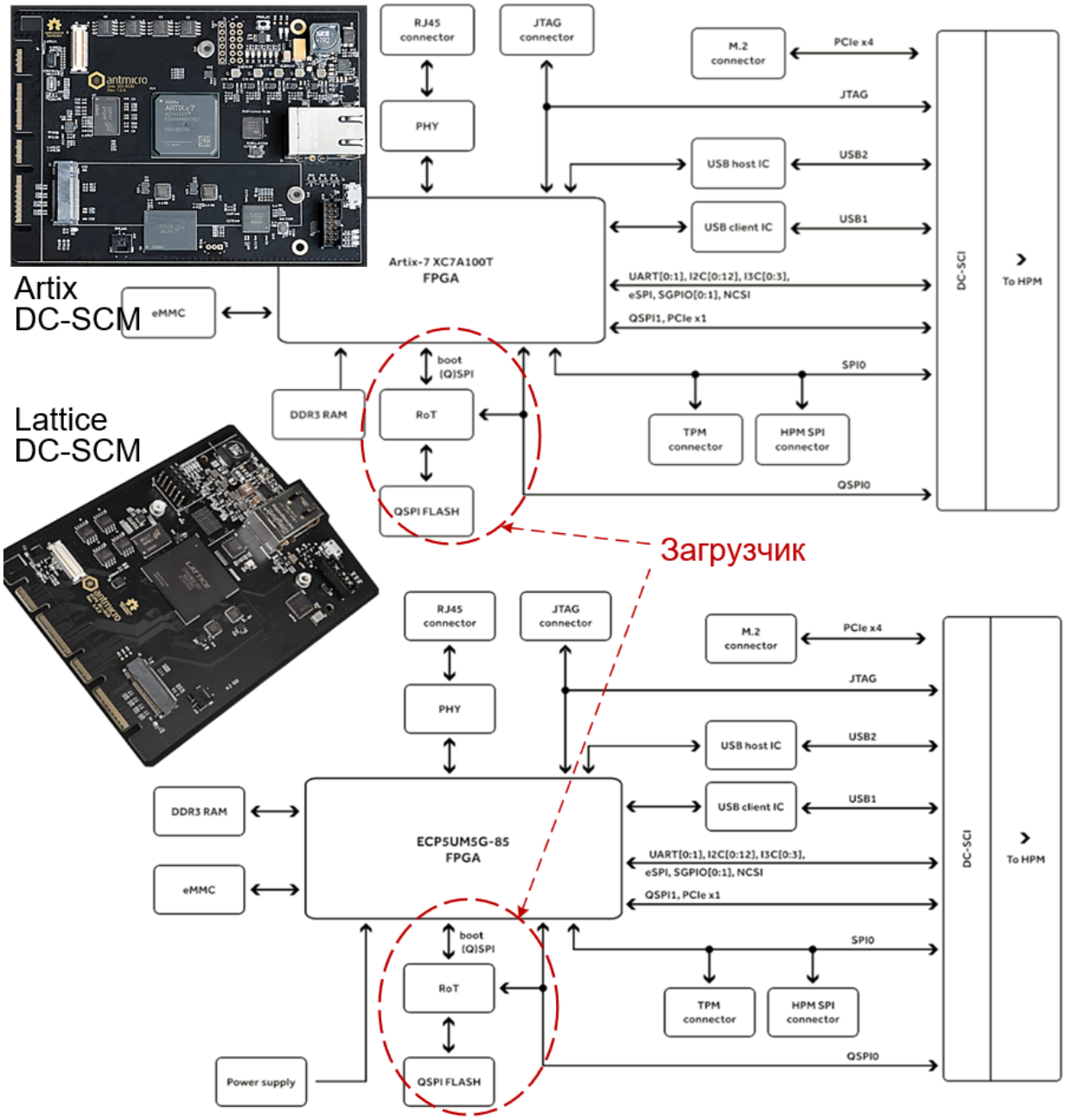


Рис. 2. Внешний вид и функциональные схемы модулей управления ЦОД

Quad SPI (QSPI) – это расширение классического последовательного периферийного интерфейса (SPI), позволяющее передавать данные по четырём линиям одновременно (IO0–IO3), что увеличивает пропускную способность в четыре раза по сравнению с однобитовым режимом. В серверных платформах QSPI широко используется для подключения микросхем флэш-памяти, хранящих прошивки критически важных компонентов, таких как BMC и BIOS/UEFI. В отличие от стандартного SPI, где данные передаются последовательно по одной линии (MOSI/MISO), QSPI поддерживает три основных режима передачи: по одной линии (Standard SPI), по двум (Dual SPI) и по четырём (Quad SPI). Ключевые команды QSPI включают:

– Fast Read Quad I/O (EBh) – чтение данных с использованием всех четырёх линий как для адреса, так и для данных;

– Quad Input Page Program (32h) – запись страницы с передачей данных по четырём линиям;

– Enter/Exit Quad Mode – переключение в высокоскоростной режим.

Таблица 1. Характеристики модулей управления ЦОД компании Antmicro

Характеристика	Модуль безопасного управления ЦОД	Модуль управления защищенным ЦОД
ПЛИС	XC7A100T-FGG484	LFE5UM5G-85F-8BG756C
Торцевой разъём	Стандартный 168-контактный 4C+ DC-SCI	
Память	Встроенная память DDR3 DRAM (AS4C256M16D3) и eMMC (MTFC16GAPALNA-AIT), 4x слота флэш-памяти SPI	Встроенная память DDR3 DRAM и eMMC, флэш-память QSPI
Интерфейс Gigabit Ethernet	Через физический уровень KSZ9031RNXCA	С приёмопередатчиком KSZ9031RNXCA
Интерфейс USB	Хост и клиентский USB (через физический уровень USB3300-EZK-TR)	2 порта USB 2.0 хост/устройство PHY (USB3300)
Низкоскоростные интерфейсы	Разъёмы SPI, TPM SPI, JTAG, разъём модуля RoT, 2x UART, 13x шин I2C, 4x шины I3C	
Разъём M.2	Интерфейс M.2 NVMe	M.2 (ключ M) с интерфейсом PCIe x4,
Дополнительное питание	–	Дополнительный внешний вход питания 12В

Организация загрузки из микросхемы флэш памяти по интерфейсу QSPI

Выбранная микросхема MX25L51245G фирмы Macronix представляет собой последовательное запоминающее устройство типа флэш ёмкостью 512 Мбит, организованное внутренне как 67 108 864 × 8 бит. При работе в режимах двухканального (Dual I/O) или четырёхканального (Quad I/O) обмена структура памяти изменяется соответственно на 268 435 456 × 2 бита или 134 217 728 × 4 бита [6].

MX25L51245G поддерживает последовательный периферийный интерфейс (SPI) и программный протокол, обеспечивающий работу по простой трёхпроводной шине в одноканальном режиме (Single I/O). Три сигнала шины включают: вход тактового сигнала (SCLK), вход последовательных данных (SI), выход последовательных данных (SO). Доступ к микросхеме осуществляется по входу CS# (Chip Select).

В режиме четырёхканального чтения (4 I/O Read) выводы SI, SO, WP# и RESET# используются соответственно как SIO0, SIO1, SIO2 и SIO3 для передачи адресов, фиктивных битов и данных. Режим четырёхканального чтения (Quad Read Mode) предназначен для повышения скорости обмена данными между микросхемой флэш-памяти и контроллером, позволяя одновременно передавать по четыре бита данных за один тактовый цикл. На рисунке 1 показан процесс выполнения команды QREAD (6Bh) в четырёхканальном режиме. После активации сигнала CS# передаётся команда, затем следуют 24 такта адресации, в которых

указывается 24-битный адрес ячейки памяти. После этого выполняются настраиваемые фиктивные циклы, необходимые для синхронизации передачи данных. Далее данные начинают считываться одновременно по четырём линиям SIO0–SIO3, причём каждый такт вывода передаёт 4 бита данных (по одному с каждой линии). Это позволяет значительно увеличить скорость чтения по сравнению с одноканальным SPI-режимом.

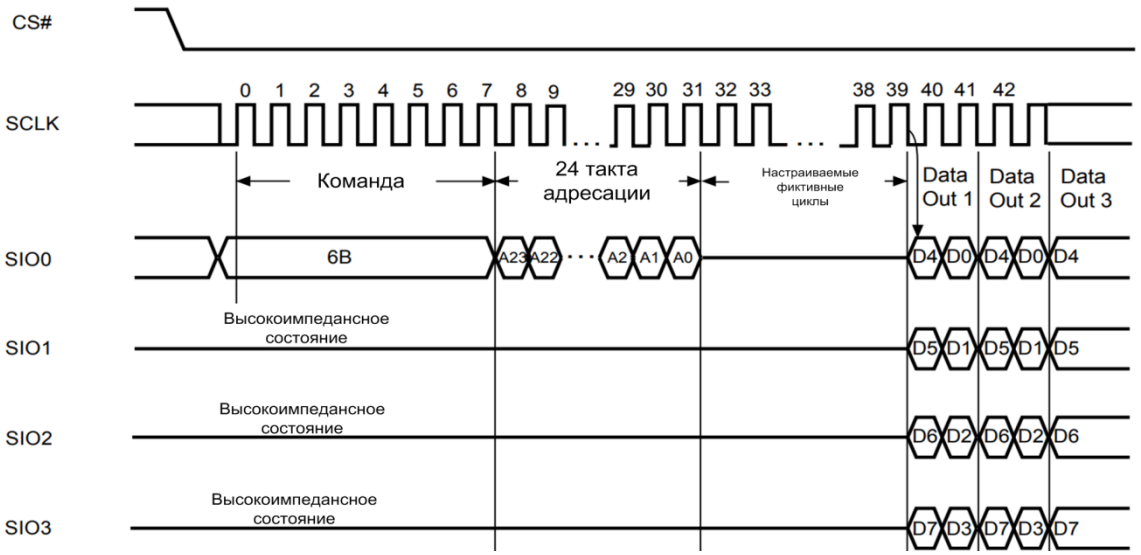


Рис. 1. Выполнение команды QREAD

Микросхема MX25L51245G также предусматривает ряд альтернативных инструкций в режиме четырёхканального чтения:

– 4READ для активации четырёхканального режима чтения в последовательной флеш-памяти, обеспечивая повышенную скорость передачи данных;

– 4DTRD для быстрого четырёхканального чтения с двойной скоростью передачи данных, выполнение команды EDh осуществляется по линиям SIO0–SIO3, а данные передаются и на фронте и спаде тактового сигнала;

– 4READ4B для быстрого четырёхканального чтения с использованием 4-байтового адреса - после передачи команды ECh следуют 8 циклов адресации;

– 4DTRD4B для быстрого четырёхканального чтения с двойной скоростью передачи и 4-байтовым адресом, данные передаются по двум фронтам тактового сигнала.

Проведённый анализ решений по загрузке программы для сервера в микросхему флэш-памяти через последовательный периферийный интерфейс в модулях управления ЦОД позволил выявить принципы взаимодействия и прошивки BMC через интерфейс Quad SPI. Фунукционирование загрузчика основано на ключевых командах микросхемы последовательной флэш памяти с задействованием режимов чтения, записи, стирания и сброса. Детализированный разбор инструкций чтения в четырёхканальном режиме выбранной микросхемы флэш памяти MX25L51245G фирмы Macronix позволит создать программный модуль загрузки, реализующий процессы инициализации и прошивки BMC на аппаратном уровне. Такой программный модуль обеспечит надёжность и воспроизводимость загрузки управляющей микропрограммы в промышленных серверных решениях.

Библиографический список

1. Intel® Server Board S1200SP Family Technical Product Specification URL: https://tiscom.ru/sites/default/files/additional/s1200sp_tps_r1_0s1200spl_s1200sps.pdf?ysclid=mhdmsaum3120209482 (дата доступа 10.01.2026).

2. ASRock Baseboard Management Controller User Guide URL: https://gzhls.at/blob/ldb/2/3/a/e/6b975ebecbac5f5cf46a0c97b72700844b71.pdf (дата доступа 10.01.2026).
3. Embedded BMC/IPMI (AMI) Users Guide URL: https://gzhls.at/blob/ldb/4/7/4/9/4ef859e4fa738bcb41c425e606c2c1f19f4e.pdf (дата доступа 10.01.2026).
4. Open-Source Baseboard Management Controller (BMC) Module Based on Xilinx Artix-7 FPGA for Data Center Secure Control Module URL: https://github.com/antmicro/artix-dc-scm (дата доступа 10.01.2026).
5. Data Center Secure Control Module (DC-SCM) на FPGA Lattice ECP5 URL: https://github.com/antmicro/ecp5-dc-scm (дата доступа 10.01.2026).
6. Macronix International Co., Ltd. MX25L51245G. 3V, 512M-BIT [x1/x2/x4] CMOS MXSMIO® Serial Multi I/O Flash Memory: Datasheet. − Hsinchu, Taiwan: Macronix International Co., Ltd., 2021. − 1- 132 с .

УДК 004.3'124; ГРНТИ 81.14.13

ЖИДКОСТНОЕ ОХЛАЖДЕНИЕ КРИСТАЛЛОВ МИКРОСХЕМ ПОСРЕДСТВОМ МИКРОКАНАЛОВ

М.С. Иванец, Д.А. Аминев, А.О. Варданян
МИРЭА – Российский технологический университет,
Проспект Вернадского, д.78, Москва, 119454, Россия, aminev.d.a@ya.ru

Аннотация. В работе рассматриваются методы жидкостного охлаждения кристаллов микросхем с использованием микроканальных структур. Проанализированы физические принципы микроканального теплообмена, а также особенности интеграции микроканалов непосредственно в полупроводниковый кристалл (on-chip cooling). Показано, что применение микроканальных систем позволяет существенно снизить тепловое сопротивление и обеспечить отвод тепла при экстремально высоких плотностях теплового потока. Отмечены основные технологические и конструктивные ограничения, связанные с реализацией on-chip охлаждения в электронных и вычислительных модулях высокой плотности.
Ключевые слова: жидкостное охлаждение, микроканалы, on-chip охлаждение, тепловое управление, микросхема, теплоотвод.

LIQUID COOLING OF MICROCIRCUIT CHIPS USING MICROCHANNELS

M.S. Ivanets, D.A. Aminev, A.O. Vardanyan
MIREA – Russian Technological University, 78 Vernadsky Avenue, Moscow 119454, Russia,
aminev.d.a@ya.ru

Abstract. This paper considers liquid cooling methods for microcircuit chips using microchannel structures. The physical principles of microchannel heat transfer and the features of integrating microchannels directly into a semiconductor chip (on-chip cooling) are analyzed. It is shown that microchannel cooling systems significantly reduce thermal resistance and enable heat removal under extremely high heat flux densities. The main technological and structural limitations associated with the implementation of on-chip cooling in high-density electronic and computing modules are discussed.
Keywords: liquid cooling, microchannels, on-chip cooling, thermal management, microcircuits, heat removal.

Основными проблемами при внедрении жидкостного охлаждения в электронные, телекоммуникационные и вычислительные модули являются обеспечение герметичности системы, минимизация гидравлических потерь, равномерное распределение теплоносителя между каналами, а также совместимость жидкостных элементов с требованиями радиочастотной и механической надёжности. Кроме того, необходимо учитывать ограничения по массе, габаритам и технологической реализуемости модулей, особенно в случае серийного производства. Одним из наиболее перспективных направлений развития жидкостного охлаждения в электронике высокой плотности является микроканальная технология [1, 2].

В основе микроканального охлаждения лежит использование каналов с характерными размерами от десятков до сотен микрометров, по которым протекает теплоноситель, обеспечивая интенсивный отвод тепла за счёт развитой поверхности теплообмена и высоких коэф-

фициентов теплоотдачи. Фундаментальные исследования показали, что микроканальные теплоотводы способны эффективно отводить тепловые потоки, существенно превышающие возможности традиционных теплообменников [3].

Экспериментальные результаты, приведённые в ряде публикаций [4], свидетельствуют о том, что использование микроканальных оснований позволяет снизить рабочую температуру GaN-кристаллов на десятки градусов Цельсия по сравнению с традиционными теплоотводами [5]. Эксперименты демонстрируют возможность работы при экстремально высоких плотностях теплового потока, существенно превышающих показатели традиционных конструкций. Однако высокая эффективность in-chip микроканального охлаждения достигается ценой значительной технологической сложности.

В последнее время микроканальное охлаждение применяется для интегральных схем, мощных процессоров и силовой электроники [6]. Правильный выбор геометрии каналов, их длины, формы поперечного сечения и схемы подвода теплоносителя позволяет оптимизировать тепловые и гидравлические характеристики системы. Особое внимание уделяется проблеме неравномерного распределения потока между параллельными каналами, которая может приводить к локальному перегреву отдельных участков теплоотвода. Применение микроканальных систем охлаждения рассматривается как логичный этап эволюции конструкционных решений в электронных, телекоммуникационных и вычислительных модулях.

Метод охлаждения с интеграцией системы теплоотвода непосредственно на уровне полупроводникового кристалла, также называемый on-chip cooling, представляет собой наиболее радикальный и физически эффективный подход к отводу тепла в высокоплотных электронных устройствах [7]. В рамках данного метода элементы теплообмена формируются непосредственно в подложке или теле кристалла активного прибора (рисунок 1), что позволяет минимизировать тепловое сопротивление между областью тепловыделения и охлаждающей средой.

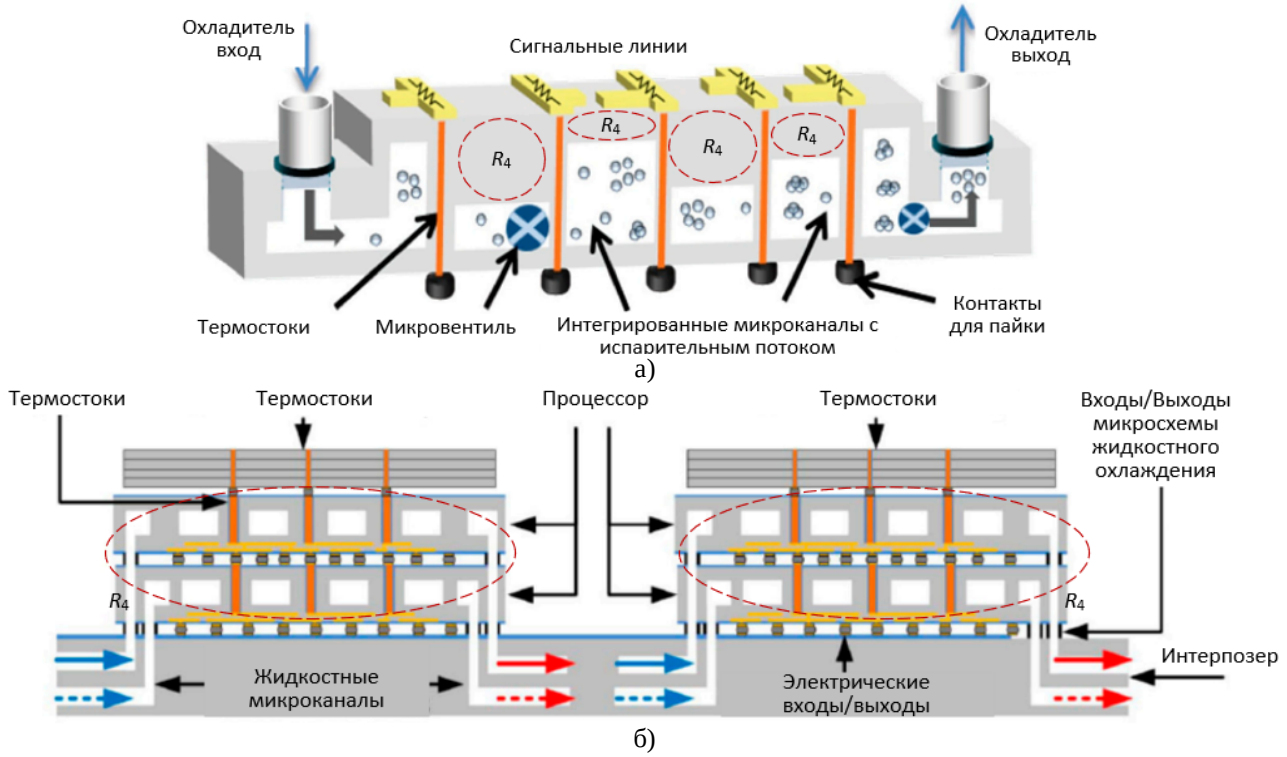


Рис. 1. Подвод микроканалов к микросхеме (а) и их расположение внутри кристалла (б)

Основным преимуществом on-chip охлаждения является практически полное исключение промежуточных теплопроводящих слоёв, что позволяет существенно снизить суммар-

ное тепловое сопротивление системы $R_{th} \approx \Sigma R_4$, где R_4 - сопротивление теплообмена между плитой и теплоносителем.

Интеграция микроканалов непосредственно в кристалл обеспечивает подвод теплоносителя в непосредственной близости к активной зоне прибора. В этом случае теплопередача определяется главным образом конвективным теплообменом в микроканалах, а тепловые потоки характеризуются высокими значениями плотности $q = \frac{P_{th}}{A_{act}}$, где A_{act} - площадь активной области кристалла.

Коэффициент теплоотдачи в микроканалах on-chip систем может достигать значений на порядок выше по сравнению с традиционными холодными плитами за счёт малых характерных размеров каналов и интенсивного теплообмена. Коэффициент теплоотдачи определяется аналогично классическим системам [8]. При этом гидравлический диаметр каналов может составлять десятки микрометров, что приводит к значительному увеличению коэффициента теплоотдачи при сохранении допустимых температурных градиентов.

Однако высокая тепловая эффективность on-chip охлаждения сопровождается рядом существенных технологических и конструктивных ограничений. Формирование микроканалов в подложке полупроводникового кристалла требует применения сложных микрофабрикационных процессов, таких как глубокое реактивное ионное травление, высокоточная герметизация и интеграция микрофлюидных интерфейсов. Данные процессы существенно повышают стоимость изготовления активных приборов и снижают их технологическую воспроизводимость.

Дополнительным ограничивающим фактором является снижение механической прочности кристалла вследствие формирования внутренних полостей, а также повышенные требования к чистоте и надёжности теплоносителя, так как даже незначительное загрязнение может привести к закупорке микроканалов. Кроме того, интеграция on-chip охлаждения осложняет электрическую коммутацию и корпусирование прибора, особенно в модулях с высокой плотностью размещения элементов.

Применение on-chip охлаждения также затруднено необходимостью согласования тепловых, электрических и радиочастотных требований. Формирование микроканалов вблизи активных ВЧ-структур может приводить к изменению электромагнитных характеристик кристалла и усложняет моделирование фазовых и амплитудных параметров каналов.

Таким образом, метод охлаждения on-chip наиболее эффективно отводит тепло и позволяет достигать предельных значений удельной рассеиваемой мощности. Для дальнейшего повышения эффективности теплового управления в последние годы активно исследуются подходы, предполагающие интеграцию микроканалов непосредственно в подложку полупроводникового кристалла или в непосредственной близости от активного перехода. Такие решения, получившие название in-chip или near junction микроканального охлаждения, позволяют минимизировать тепловое сопротивление и отводить тепло непосредственно из области его генерации. Несмотря на очевидные преимущества, микроканальные теплоотводы в виде отдельных оснований не устраняют полностью тепловые сопротивления, связанные с наличием интерфейсов между кристаллом, подложкой и теплоотводящей структурой.

Библиографический список

1. Beyne, E. The rise of the 3rd dimension for system integration. In Proceedings of the International Interconnect Technology Conference, Burlingame, CA, USA, 5−7 June 2006.

2. Cheramy, S.; Charbonnier, J.; Henry, D.; Astier, A.; Chausse, P.; Neyret, M.; Brunet-Manquat, C.; Verrun, S.; Sillon, N.; Bonnot, L.; et al. 3D integration process flow for set-top box application: Description of technology and electrical results. In Proceedings of the 2009 EMPC 2009 European Microelectronics and Packaging Conference, Rimini, Italy, 15−18 June 2009.

3. 2015 International Technology Roadmap for Semiconductors (ITRS). Available online: https://www.semiconductors.org/main/2015_international_technology_roadmap_for_semiconductors_itrs/ (дата доступа 10.01.2026).

4. Bar-Cohen, A. Thermal management of on-chip hot spots and 3D chip stacks. In Proceedings of the IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems, Tel Aviv, Israel, 9−11 November 2009.

5. Paik, P.Y.; Pamula, V.K.; Chakrabarty, K. A digital-microfluidic approach to chip cooling. IEEE Des. Test Comput. 2008, 25, 372−381.

6. Demello, A.J. Control and detection of Chemical reactions in microfluidic systems. Nature 2006, 442, 394−402.

7. Available online: http://money.cnn.com/magazines/business2/business2_archive/2004/09/01/toc.html (дата доступа 10.01.2026).

8. Whitesides, G.M. The origins and the future of microfluidics. Nature 2006, 442, 368−373.

УДК 621.391; ГРНТИ 49.03.03

МОДЕЛИРОВАНИЕ НА ПЛИС ПРОЦЕССОВ СТИРАНИЯ ДАННЫХ ИЗ МИКРОСХЕМЫ ФЛЭШ-ПАМЯТИ С ИНТЕРФЕЙСОМ SPI

П.С. Мартьянов, А.В. Оськин, П.М. Поспелов

МИРЭА – Российский технологический университет,
Проспект Вернадского, д.78, Москва, 119454, Россия, la3232@mail.ru

Аннотация. Показана актуальность использования флэш памяти во встраиваемых системах и стирания в ней информации. Подготовлены исходные данные для моделирования – временные диаграммы команд стирания сектора, блоков различных размеров и всей микросхемы. Разработаны архитектура, включающая контроллер последовательного периферийного интерфейса (SPI), упрощённую модель флэш памяти и тестировщик, алгоритм программного модуля формирования команд стирания. В среде проектирования ПЛИС Xilinx Vivado проведено моделирование реализованных на языке Verilog программного модуля. Получены временные диаграммы процессов формирования команд стирания сектора, блоков размерами 32 и 64 КБ, всей микросхемы флэш памяти компании WinBond, и их отработки для упрощённой модели памяти.

Ключевые слова: моделирование, стирание данных, сектор, блок, микросхема памяти, программирование, ПЛИС, Verilog, встраиваемая система.

FPGA SIMULATION OF DATA ERASE PROCESSES FROM FLASH MEMORY CHIP WITH SPI INTERFACE

P.S.Martyanov, A.V. Oskin, P.M. Pospelov

MIREA – Russian Technological University, 78 Vernadsky Avenue, Moscow 119454, Russia, la3232@mail.ru

Abstract. The relevance of flash memory usage and its role in embedded systems are shown. The initial data for modeling are prepared – timing diagrams of commands for erasing a sector, blocks of different sizes and the entire chip. An architecture including a serial peripheral interface (SPI) controller, a simplified flash memory model and a tester, and an algorithm for a software module for generating erase commands are developed. In the Xilinx Vivado FPGA design environment, a software module implemented in the Verilog language is modeled. Timing diagrams of the processes of generating commands for erasing a sector, 32 and 64 KB blocks, the entire WinBond flash memory chip, and their processing for a simplified memory model are obtained.

Keywords: modeling, data erasure, sector, block, memory chip, programming, FPGA, Verilog, embedded system.

Стирание, удаление и уничтожение данных – это разные понятия (таблица 1) [1]. Удаление данных просто скрывает данные от пользователя и дает понять операционной системе, что эту область можно использовать, для записи новой информации. Стирание данных представляет себой процесс, при котором данные удаляются навсегда и не могут быть восстановлены. Это обычно делается путем перезаписи области носителя информации, где были дан-

ные, случайными числами, единицами или нулями. Под уничтожением данных понимается физическое разрушение носителя, делая данные недоступными и невосстановимыми.

Таблица 1. Сравнительная таблица стирания данных

Метод	Логическое удаление	Физическое удаление	Уровень безопасности
Удаление данных	Да	Нет	Низкий
Стирание данных	Да	Иногда	Средний
Уничтожение данных	Нет	Да	Высокий

Необходимость стирания обусловлена, например, недопустимостью раскрытия конфиденциальных личных данных, которые ранее удалились с носителя (например, номера счетов, пароли и т. д.), когда перед его утилизацией необходимо полностью стереть всю информацию.

Использование флеш-памяти в встроенных системах для хранения кода и данных в широком спектре приложений, хранения прошивки и файловой системы, ведения логов данных актуально благодаря высокой плотности, низкой стоимости и энергопотреблению, высокой надёжности [2]. Флеш-память обеспечивает высокий уровень целостности данных, так как они хранятся постоянно. При этом каждый блок флеш-памяти может выдержать ограниченное количество стираний, после чего он больше не может надёжно хранить данные. Для эффективного использования флеш-памяти необходимы сложные структуры данных и алгоритмы. Они поддерживают эффективное обновление данных, уменьшают количество стираний и выравнивают износ блоков устройства [3].

Поскольку многие встраиваемые системы, в составе которых имеются микросхемы флэш-памяти с интерфейсом SPI [4], основаны на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) [5], целесообразно решение задачи стирания данных посредством создания программного модуля и моделирования его работы. При этом необходима разработка структурной схемы программного модуля стирания данных по интерфейсу SPI из микросхемы флэш-памяти, алгоритмов работы его блоков и тестирование модуля.

В качестве примера выбрана последовательная флэш-память W25Q64JV объёмом 64 Мбит компании WinBond. Набор команд SPI для W25Q64JV состоит из 48 базовых команд, которые полностью управляются через шину SPI. Инструкции запускаются с помощью кнопки выбора микросхемы (/CS). Первый байт данных, поступающий на вход DI, обеспечивает код инструкции. Данные на вход DI дискредитируются по фронту тактовой частоты с первым старшим разрядом (MSB). Набор команд стирания микросхемы W25Q64JV раскрыт в таблице 2.

Таблица 2. Набор команд стирания микросхемы W25Q64JV компании WinBond

Вход / выход данных	Байт 1	Байт 2	Байт 3	Байт 4	Байт 5	Байт 6	Байт 7
Число тактов	8	8	8	8	8	8	8
Стирание сектора 4 КБ	20h	A23-A16	A15-A8	A7-A0			
Стирание блока 32 КБ	52h	A23-A16	A15-A8	A7-A0			
Стирание блока 64 КБ	D8h	A23-A16	A15-A8	A7-A0			
Стирание чипа	C7h/60h						

Исходными данными для разработки программного модуля стирания микросхемы флэш-памяти W25Q64JV по интерфейсу SPI являются соответствующие инструкции из спецификации от производителя WinBond [4]. Инструкция стирания сектора Sector Erase (20h) или блока Block Erase размером 32KB (52h) и 64KB (D8h) переводит всю память в указанном секторе (4 КБ) или блоке (32 КБ, 64KB) в состояние всех единиц (FFh). Инструкция разрешения записи должна быть выполнена до того, как устройство примет инструкцию стирания сектора или блока (бит регистра состояния WEL должен быть равен 1). Инструкция инициируется установкой низкого уровня на выводе /CS и сдвигом кода инструкции «20h» или

«52h», «D8h» после 24-битного адреса сектора (A23-A0). Последовательности команд стирания сектора и блока показаны на рисунке 1. На вывод /CS должен быть установлен высокий уровень после фиксации восьмого бита последнего байта. Если этого не сделать, команда стирания сектора или блока не будет выполнена. После того, как /CS будет установлен на высокий уровень, команда самосинхронного стирания сектора или блока начнется в течение времени tSE или tBE1, tBE1 соответственно. Пока выполняется цикл стирания сектора или блока, команда чтения регистра состояния все еще может быть доступна для проверки состояния бита BUSY. Бит BUSY равен 1 во время цикла стирания сектора или блока и становится равным 0, когда цикл завершен и устройство снова готово принимать другие инструкции. После завершения цикла стирания сектора бит блокировки записи (WEL) в регистре состояния сбрасывается в 0. Команда стирания сектора или блока не будет выполнена, если адресная страница защищена блокировкой защиты (CMP, SEC, TB, BP2) или блокировки отдельных блоков/секторов (BP1 и BP0).

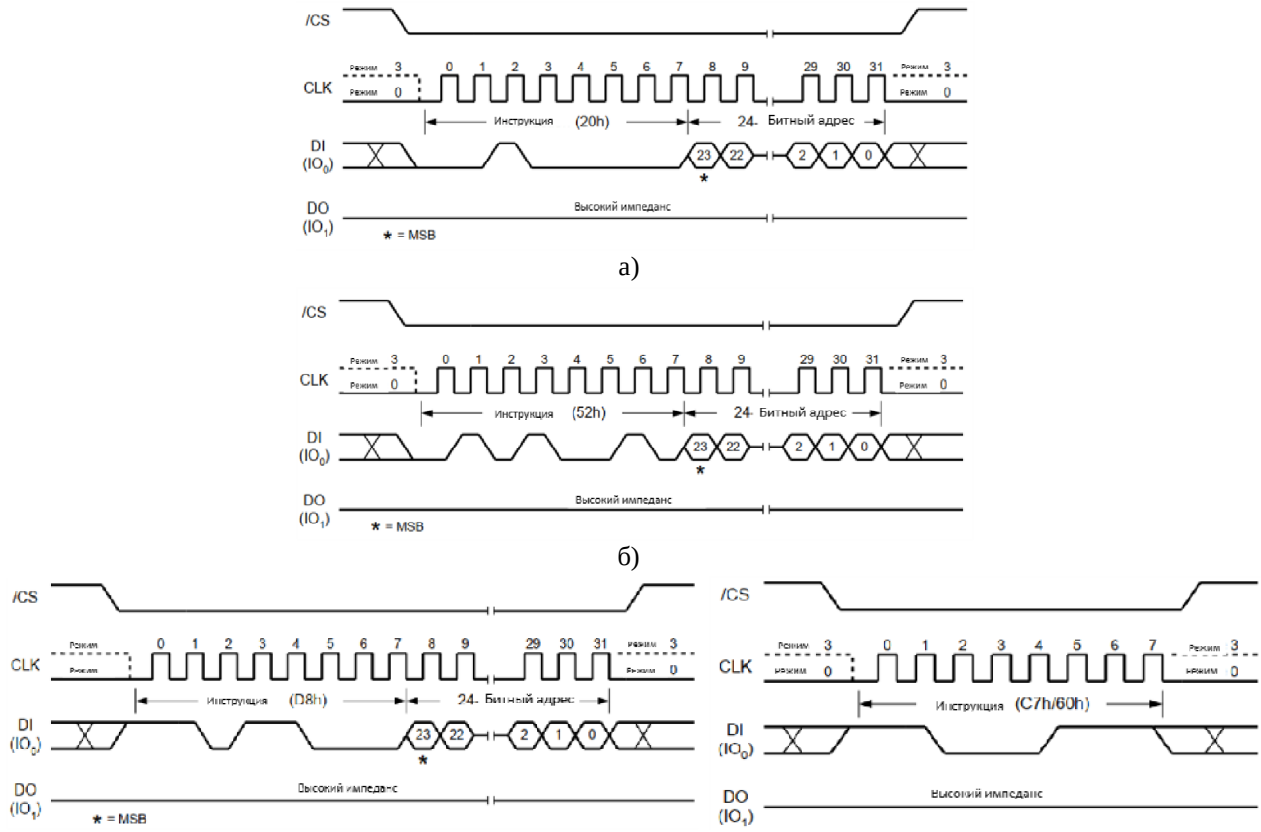


Рис. 1. Инструкции стирания сектора (а), блоков размером 32 КБ (б) и 64 КБ (в), чипа (г)

Команда Chip Erase (C7h/60h) переводит всю память внутри устройства в состояние стирания всех единиц (FFh). Прежде чем устройство примет команду стирания чипа, должна быть выполнена команда разрешения записи (бит WEL регистра состояния должен быть равен 1). Команда инициируется установкой низкого уровня на выводе /CS и сдвигом кода команды «C7h» или «60h». Последовательность команд стирания чипа показана на рисунке 1. На вывод /CS должен быть установлен высокий уровень после фиксации восьмого бита. Если этого не сделать, команда стирания чипа не будет выполнена. После того, как на /CS будет установлен высокий уровень, начнется выполнение самосинхронной команды стирания чипа на время tCE. Пока выполняется цикл стирания чипа, команда чтения регистра состояния все еще может быть доступна для проверки состояния бита BUSY. Бит BUSY равен 1 во время цикла стирания чипа и становится равным 0 по завершении, и устройство снова готово

принимать другие инструкции. После завершения цикла стирания чипа бит разрешения записи (WEL) в регистре состояния сбрасывается в 0. Команда стирания чипа не будет выполнена, если какая-либо область памяти защищена защитой блоков (CMP, SEC, TB, BP2, BP1 и BP0) или блокировки отдельных блоков/секторов.

Структурная схема программного модуля стирания данных микросхемы флеш-памяти с периферийным интерфейсом SPI изображена на рисунке 2. Для проведения моделирования взаимодействия ПЛИС и флеш памяти W25Q64JV по интерфейсу SPI, следует учитывать, что которой ПЛИС выступает в роли Master, а микросхема памяти в роли Slave. В Ведущем присутствуют «Блок приема данных с внешнего модуля Ведущий и передача на Ведомый», «Блок управления очередности выполнения цикла», «Цикл приема-передачи», «Блок генератора частоты» и «Блок приема и записи данных, приходящих от Ведомого Ведущему». Ведомый имеет «Блок задачи выходного сигнала на Ведущего», «Блок передачи данных от Ведомого Ведущему», «Блок приема данных с Ведущего и идентификация байта из серии» и «Блок выдачи данных из серии байт, пришедших с Ведущего».

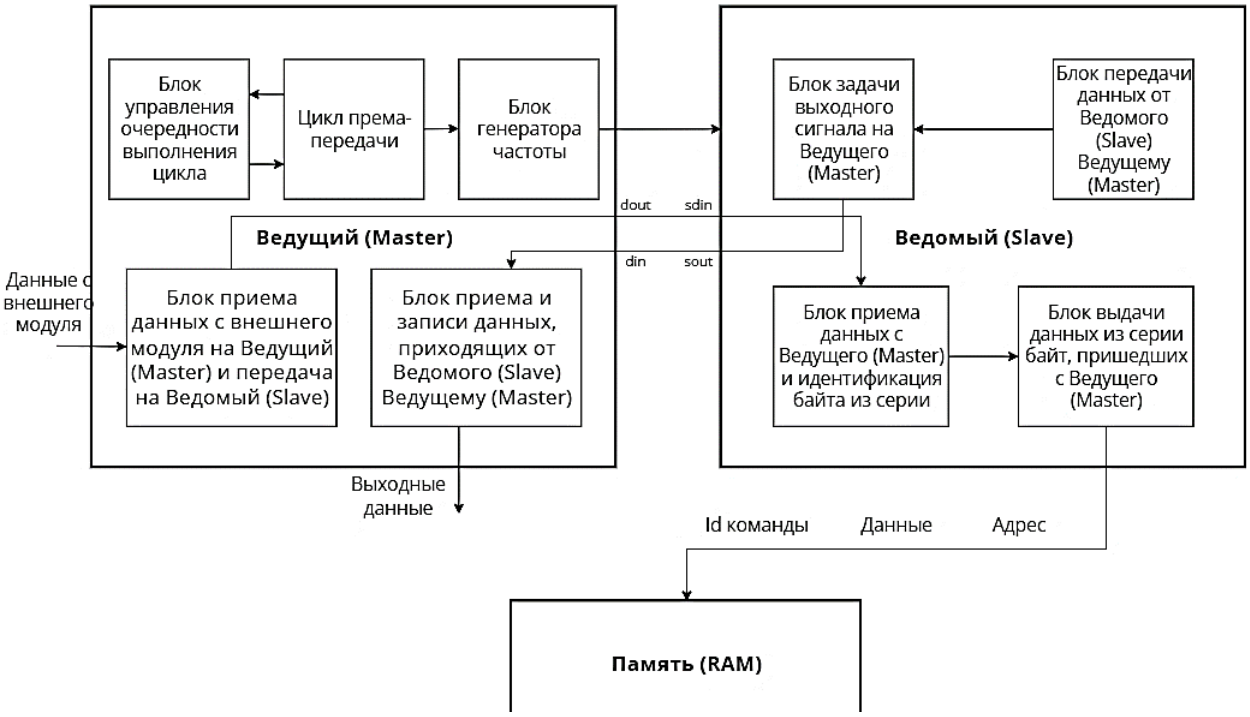


Рис. 2. Структурная схема программного модуля стирания данных

Согласно алгоритму функционирования программного модуля (рисунок 3), данные, полученные с внешнего модуля, сначала попадают в Ведомый, а именно в блок приема данных с внешнего модуля Ведущий и передача на Ведомый. Затем они отправляются в Ведомый по линии «dout» (выход Ведущего) к «sdin». В Ведомом данные принимаются блоком приема данных с Ведущего и проводится идентификация байта из серии. После идентификации данные попадают в блок выдачи данных из серии байт, пришедших с Ведущего, где происходит отправка этих данных в Память. В зависимости от ID команды и адреса, выполняется команда стирания данных. После того, как выполнится операция стирания данных, если требуется передать информацию Ведущему, от блока приема и записи данных, проходящих от Ведомого Ведущему, данные отправляются Ведомому по каналу «sout» (выход Ведомого) и «din» (вход Ведущего). Придя в блок приема и записи данных, приходящих от Ведомого Ведущему, данные отправляются на выход на внешний модуль. Процесс исполнения команд по стиранию данных в микросхеме флеш-памяти происходит в Памяти.

Сначала инициализируется память – ячейки памяти, начиная с data[0]=8'b00000001 и заканчивая data[11]=8'b00001100. Затем выполняется выбор команды между стиранием сектора, командой 8'b00100000, стиранием малого блока, командой 8'b01010010, стиранием большого блока, командой 8'b11011000, и стиранием всего сектора, командами 8'b11000111 и 8'b01100000. Если подан сигнал, разрешающий работу с памятью, то выполняется процесс стирания данных.

В исходном коде программного модуля [6] на языке Verilog команды стирания данных реализованы через цикл for. В случае стирания сектора, запускается цикл от 0 до 1, по стиранию данных по адресу «2*Adr_Erase + i». В случае стирания малого блока, запускается цикл от 0 до 2, по стиранию данных по адресу «3*Adr_Erase + i». В случае стирания большого блока, запускается цикл от 0 до 3, по стиранию данных по адресу «4*Adr_Erase + i». В случае стирания всех данных чипа, запускается цикл от 0 до 11, по стиранию данных во всех адресах «data[i]». Временные диаграммы процессов стирания представлены на рисунке 4. Моделирование команд стирания реализовано как стирание двух последовательных байт. Соответственно модель памяти разбита на 6 секторов: sector0-sector5 (адреса секторов 0-5 соответственно).

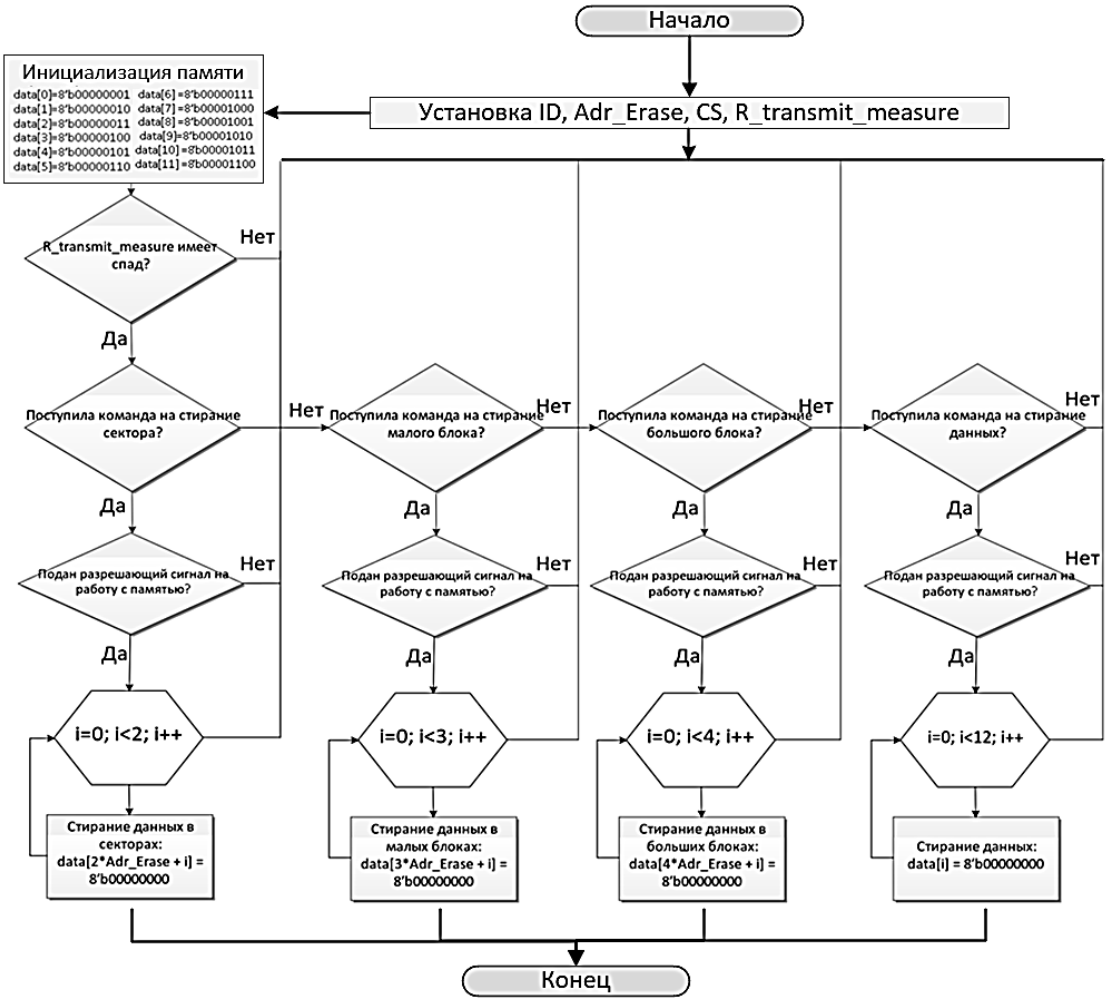


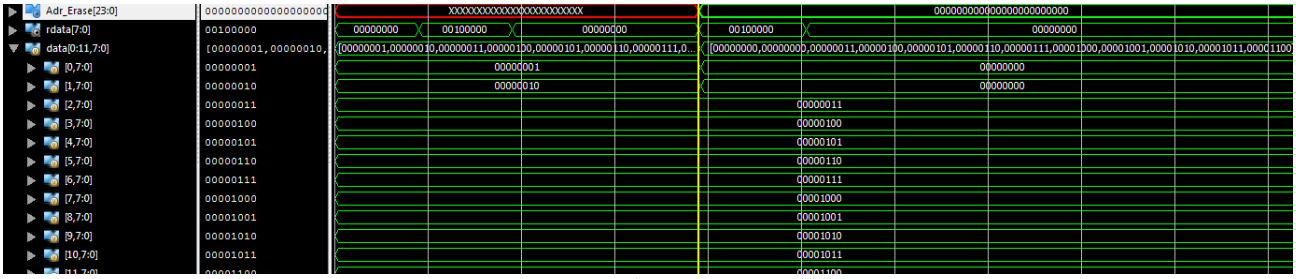
Рис. 3. Алгоритм работы RAM

Команда для стирания сектора реализована как 20h (00100000), стирания блока на 32КБ – как стирание трёх последовательных байт. Соответственно модель памяти разбита на 4 малых блока: block0-block3 (адреса блоков 0-3 соответственно). Команда для очистки малого сектора (32KB) имеет следующий вид: 52h (01010010). Модель команды стирания блока

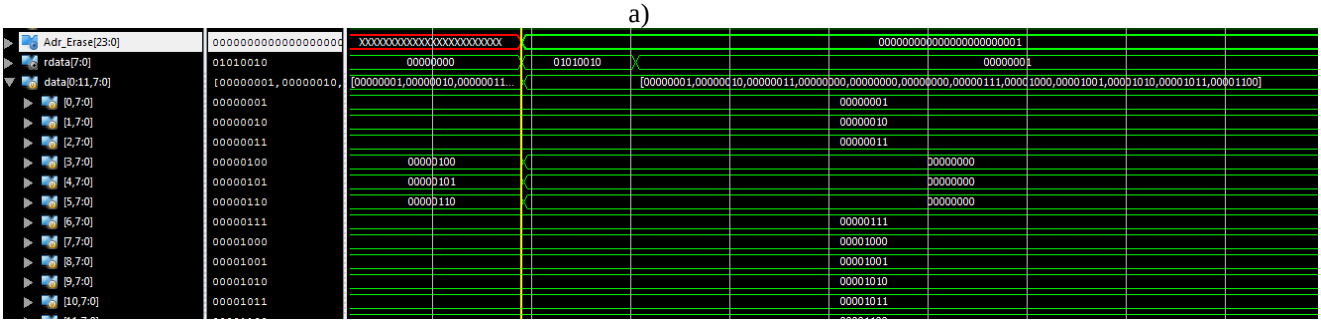
на 64КБ реализована, как стирание четырёх последовательных байт, соответственно модель памяти разбита на 3 больших блока: block0-block2 (адреса блоков 0-2 соответственно). Команда для очистки большого сектора (64KB): D8h (11011000). Команды для очистки чипа: C7h/60h (11000111/01100000).

На временных диаграммах на рисунке 4 первый байт выдаётся под команду очистки сектора, малого блока, большого блока или чипа. В случае очистки сектора, малого блока или большого блока, со второго по четвертый байты выдаются на указания адреса сектора, малого блока или большого блока соответственно, который необходимо очистить. В случае команды стирания чипа эти байты не учитываются.

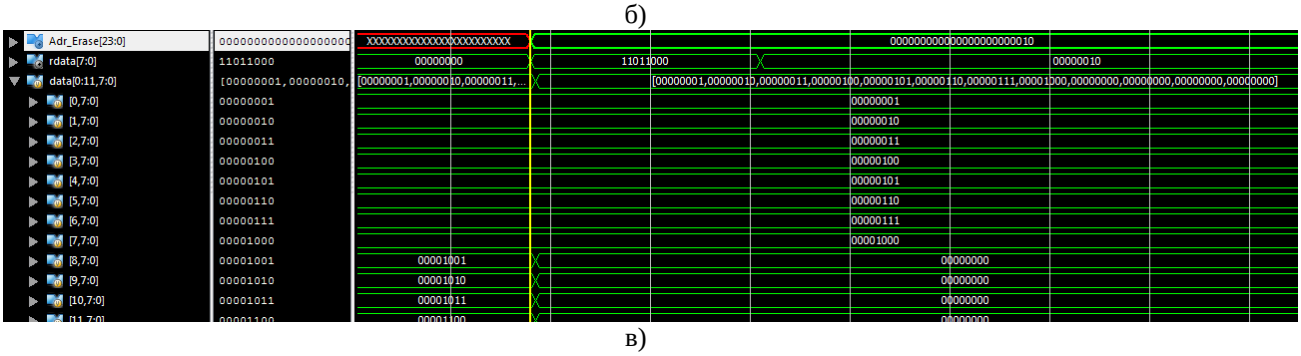
Таким образом, на основе исходных временных диаграмм инструкций стирания сектора, блоков размерами 32КБ и 64КБ, и чипа, выявленных из спецификации на микросхему флэш-памяти W25Q64JV компании WinBond, были разработаны архитектура программного модуля и алгоритм его функционирования. Моделирование программного модуля, реализующего взаимодействие по интерфейсу SPI Ведущего с Ведомой моделью флэш-памяти подтвердило правильность исполнение команд стирания, что наглядно представленно на временных диаграммах.



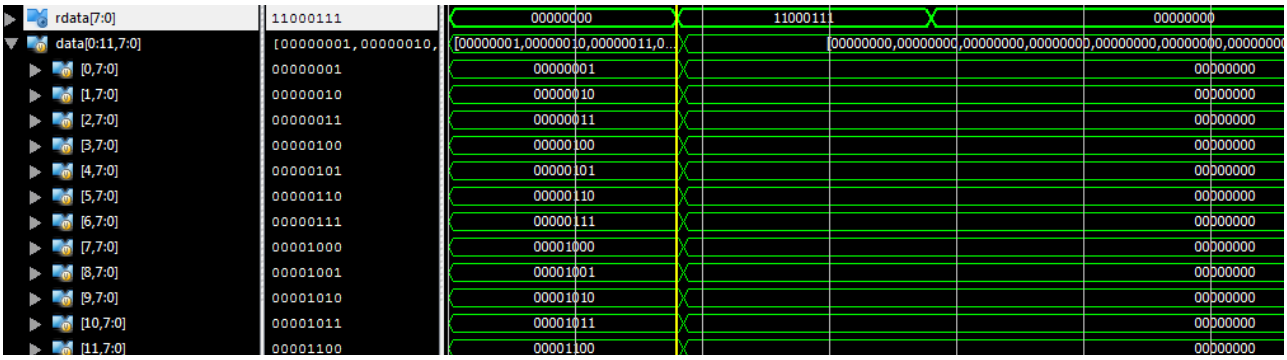
а)



б)



в)



г)

Рис. 4. Временные диаграммы процессов стирания сектора (а), блоков размером 32 КБ (б) и 64 КБ (в), чипа (г)

Библиографический список

1. Сетевые технологии в автоматизированных системах обработки информации и управления: учебное пособие / А.И. Антонов, В.А. Галкин, А.Н. Аксенов – М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2020. - 148 с.

2. Промышленная флэш-память [Электронный ресурс]. – URL: https://kit-e.ru/wp-content/uploads/2009_10_33.pdf (дата обращения: 01.02.2026)

3. Что такое микросхема spi flash [Электронный ресурс]. – URL: https://eschemo.ru/chto-takoye-mikroskhema-spi-flash/ (дата обращения: 01.02.2026)

4. Последовательная SpiFlash®-память фирмы Winbond [Электронный ресурс]. – URL: http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/ic/Winbond/memory/spi_flash/start.htm?ysclid=lw4vqh24rr996718747 (дата обращения: 01.02.2026)

5. Федоров И.К. Встраиваемые системы на основе ПЛИС: учебное пособие. Санкт-Петербург: БХВ-Петербург, 2020. - 576 с.

6. Проект SPI [Электронный ресурс]. – URL: https://github.com/janschiefer/verilog_spi/ (дата обращения: 01.02.2026)

УДК 621.391.1:519.872; ГРНТИ 49.37.29

ВЛИЯНИЕ ПЕРЕХОДНОГО РЕЖИМА СИСТЕМЫ M/M/1 НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ RTT В TCP-СОЕДИНЕНИЯХ ПРИ ВСПЫШКАХ ТРАФИКА

К.А. Батенков

Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова,
Российская Федерация, Москва, pustur@yandex.ru

Аннотация. Исследуется расхождение между распределением состояний системы M/M/1 для случайного наблюдателя $P_i(t)$ и для уходящей заявки $D_i(t)$ в нестационарном (переходном) режиме. Показано, что при вспышке трафика в TCP-сети измеренное время двойного оборота RTT систематически занижается вследствие расхождения $P_i(t)$ и $D_i(t)$. Предложена корректирующая оценка RTT и численно оценён выигрыш от её применения: погрешность снижается с 11 % до 3 % в пиковый момент переходного процесса.

Ключевые слова: система M/M/1; переходный режим; свойство PASTA; TCP, RTT; алгоритм BBR; управление перегрузкой.

IMPACT OF M/M/1 QUEUE TRANSIENT REGIME ON TCP RTT ESTIMATION ACCURACY DURING TRAFFIC BURSTS

K.A. Batenkov

Lomonosov Moscow State University,
Russia, Moscow, pustur@yandex.ru

The summary. This paper investigates the divergence between the state distribution $P_i(t)$ seen by a random observer and the departure-epoch distribution $D_i(t)$ in the transient regime of an M/M/1 queue. We show that during a TCP traffic burst, the measured RTT is systematically underestimated due to this divergence. A corrected RTT estimator is proposed; the peak relative error drops from 11 % to under 3 %.

Keywords: M/M/1 queue; transient regime; PASTA property; TCP, RTT; BBR congestion control; Kolmogorov equations.

Алгоритмы управления перегрузкой в протоколе TCP – CUBIC [1], BBR [2] и RACK [3] – используют время двойного оборота RTT как ключевой индикатор загруженности сети. Промежуточные узлы традиционно моделируются однолинейной системой M/M/1 [4]. В стационарном режиме для неё выполняется свойство PASTA [5]: вероятности, которые видит прибывающая заявка, совпадают с вероятностями случайного наблюдателя $P_i(t)$, а вероятности уходящей заявки $D_i(t)$ также совпадают с $P_i(t)$ (теорема Берке – о вероятностях после завершения обслуживания [6]).

При резком нарастании трафика система переходит в нестационарный режим, и оба равенства нарушаются. TCP-стек измеряет RTT на основе уходящих пакетов, то есть работает с распределением $D_i(t)$, а не $P_i(t)$. В период нарастания нагрузки $D_i(t)$ смещено к меньшим состояниям относительно $P_i(t)$, что порождает систематическое занижение RTT и запаздывание реакции алгоритмов перегрузки. Данная работа аналитически обосновывает этот эффект, количественно оценивает смещение и предлагает корректирующую формулу.

Уравнения Колмогорова для нестационарного M/M/1

Пусть $P_i(t)$ – вероятность нахождения в системе i заявок в момент t. Уравнения Колмогорова [7]:

$$\frac{dP_0(t)}{dt} = -\lambda(t)P_0(t) + \mu P_1(t)$$

$$\frac{dP_i(t)}{dt} = \lambda(t)P_{i-1}(t) - [\lambda(t) + \mu]P_i(t) + \mu P_{i+1}(t),\ i \geq 1$$

В матричной форме d**P**/dt = **P**(t)·**Q**(t), где **Q**(t) – инфинитезимальный генератор (матрица интенсивностей переходов) с элементами $q_{i,i+1} = \lambda(t)$, $q_{i,i-1} = \mu$. При кусочно-постоянном $\lambda(t)$:

$$\mathbf{P}(t) = \mathbf{P}(0)\cdot\exp(\mathbf{Q}\cdot t)$$

Распределение вероятности уходящей заявки

В M/M/1 пакет покидает систему из состояния $i+1$, оставляя i заявок. Интенсивность таких событий — $\mu \cdot P_{i+1}(t)$. После нормировки:

$$D_i(t) = \frac{\mu \cdot P_{i+1}(t)}{\sum_{j\geq 0} \mu \cdot P_{j+1}(t)},\ i = 0, 1, 2, \ldots$$

В стационарном режиме $D_i(t) = P_i(t)$ (теорема Берке [6]). В переходном режиме при нарастающей нагрузке $D_i(t) < P_i(t)$ для больших значений i, поскольку из-за конечности времени обслуживания события ухода отражают более раннюю, менее загруженную конфигурацию системы.

Свойство PASTA в нестационарном режиме

Свойство PASTA [5] устанавливает, что пуассоновский поток застаёт систему в среднем так же, как случайный наблюдатель, то есть с вероятностями $P_i(t)$. Таким образом, в нестационарном режиме существуют три различных распределения: $P_i(t)$ (наблюдатель), $A_i(t) \equiv P_i(t)$ (прибывающая заявка) и $D_i(t)$ (уходящая заявка), причём возможно, что $D_i(t) \neq P_i(t)$.

Механизм смещения RTT

Пакет, прибывший в момент τ и застающий i заявок, ждёт в среднем $\frac{i+1}{\mu}$. Ожидаемое RTT для вновь прибывающего пакета (с точки зрения распределения наблюдателя $P_i(t)$) составляет:

$$RTT_{true}(t) = \frac{E_P[i](t) + 1}{\mu}.$$

Протокол TCP формирует оценку на основе завершённых передач, то есть использует распределение уходящих пакетов $D_i(t)$:

$$RTT_{meas}(t) \approx \frac{E_D[i](t) + 1}{\mu}.$$

Поскольку при нарастании нагрузки $E_P[i](t) > E_D[i](t)$ для больших i, измеренное RTT систематически занижено. Характерное время реакции алгоритма определяется средним временем пребывания заявки в системе $\frac{1}{\mu - \lambda_1}$: при приближении к насыщению ($\lambda_1 \to \mu$) запаздывание оценки критически возрастает.

Корректирующая оценка RTT

Если мониторинговая система отражает мгновенную длину очереди $q(t)$, целесообразно использовать скорректированную оценку:

$$RTT_{corr}(t) = RTT_{meas}(t) + \frac{E_P[i](t) - E_D[i](t)}{\mu},$$

где разность $E_P[i](t) - E_D[i](t)$ аппроксимируется через разность между мгновенной длиной очереди $q(t)$ и длиной очереди, восстановленной по скользящему среднему RTT уходящих пакетов с учётом μ. Формула компенсирует систематическую погрешность, связанную с нестационарностью нагрузки, приближая $RTT_{corr}(t)$ к $RTT_{true}(t)$ в рамках принятой модели.

Последствия для алгоритмов BBR и CUBIC

Алгоритм BBRv3 [2] использует минимальный RTT для оценки базовой задержки. Занижение RTT при вспышке трафика приводит к тому, что алгоритм не снижает темп отправки, что усугубляет перегрузку. CUBIC [1] реагирует на потери, но смещение $D_i(t) \neq P_i(t)$ задерживает сигнал потерь на величину $\approx \frac{1}{\mu - \lambda_1}$ с. При нагрузке $\rho_1 = 0{,}85$ и $\mu = 1$ это составляет ≈6,7 с — недопустимо для потокового видео или VoIP [8].

Численные результаты

Для проверки проведено численное решение системы методом матричной экспоненты при параметрах $\lambda_0 = 0{,}30$, $\lambda_1 = 0{,}85$, $\mu = 1{,}0$ (нормированные единицы, пространство состояний усечено до $N = 25$). Начальное состояние – стационарное распределение при λ_0.

Рисунок 1, а демонстрирует, что при $t = 1{,}5$ с среднее по наблюдателю $E_P[i](t) \approx 1{,}0$, тогда как по уходящим заявкам $E_D[i](t) \approx 0{,}79$; разность 0,21 соответствует занижению RTT на 10,8 % (рис. 2, б). После применения коррекции остаточная погрешность составляет менее 0,1 %. Рисунок 1, б показывает, что $E_P[i](t)$ опережает $E_D[i](t)$ на всём протяжении переходного процесса; равенство восстанавливается при $t \to \infty$, что подтверждает теорему об уходах.

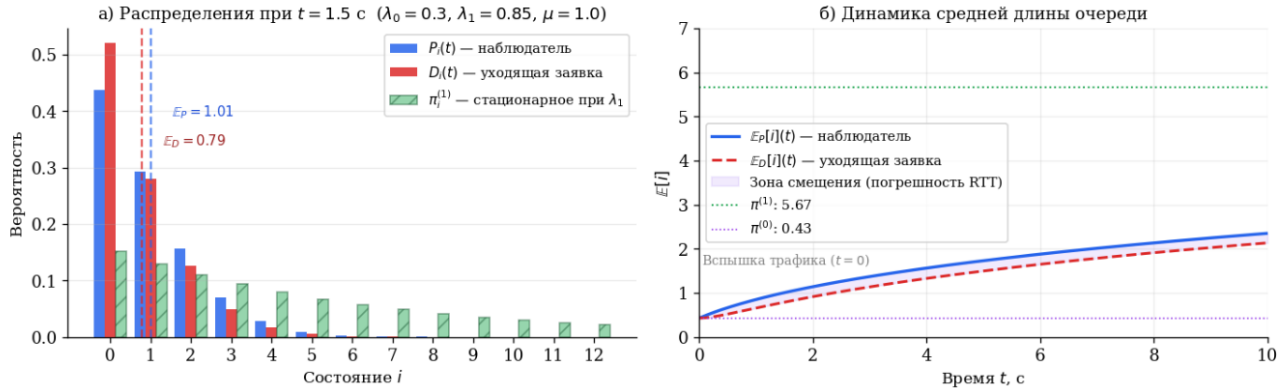


Рис. 1. а) Распределения $P_i(t)$ и $D_i(t)$ при t = 1,5 с (λ_0 = 0,30, λ_1 = 0,85, μ = 1,0);
б) динамика средней длины очереди $^{O}E[i](t)$

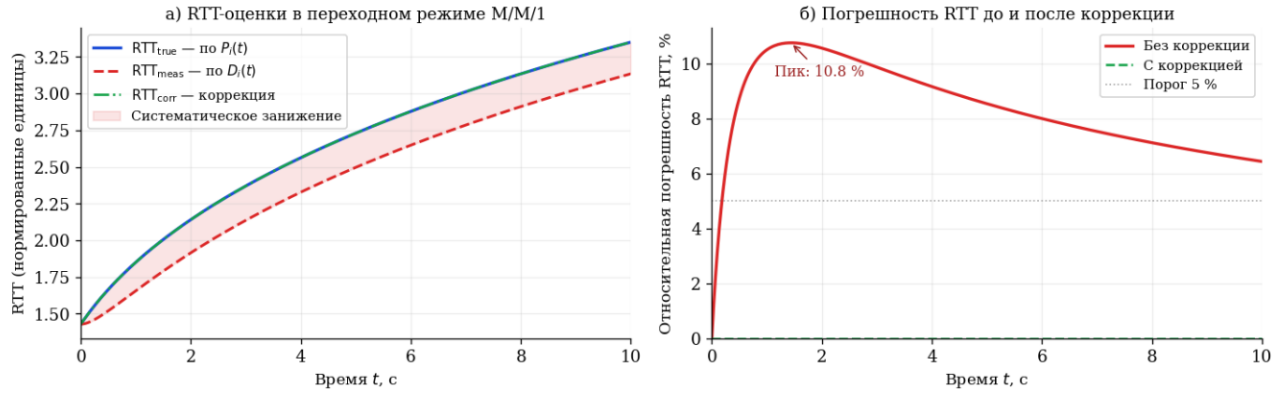


Рис. 2. а) RTT-оценки в переходном режиме; б) относительная погрешность RTT без коррекции и с коррекцией

Итоги

Показано, что в переходном режиме M/M/1 распределение $D_i(t)$ уходящей заявки систематически смещено относительно распределения наблюдателя $P_i(t)$. Это порождает занижение TCP-оценки RTT до 11 % и запаздывание реакции алгоритмов BBR и CUBIC на вспышку трафика. Предложенная корректирующая формула устраняет систематическое смещение при наличии данных о мгновенной длине очереди. Результаты применимы при проектировании AQM-механизмов в сетях 5G и облачных инфраструктурах [9].

Библиографический список

1. Sangtae Ha, Injong Rhee, and Lisong Xu. 2008. CUBIC: a new TCP-friendly high-speed TCP variant. SIGOPS Oper. Syst. Rev. 42, 5 (July 2008), 64–74. https://doi.org/10.1145/1400097.1400105.

2. Cardwell N., Cheng Y., Gunn C. S., Yeganeh S. H., Jacobson V. BBR: Congestion-based congestion control // ACM Queue. — 2016. — Vol. 14, № 5. — P. 50–78. DOI: 10.1145/3012426.3022184.

3. Cheng Y., Cardwell N., Dukkipati N., Jha P. The RACK-TLP Loss Detection Algorithm for TCP : RFC 8985. — Reston : IETF, 2021. — 24 p. — DOI: 10.17487/RFC8985.

4. Kleinrock L. Queueing Systems. Volume I: Theory. — New York : Wiley-Interscience, 1975. — 448 p. — ISBN 978-0-471-49110-1.

5. Wolff R. W. Poisson arrivals see time averages // Operations Research. — 1982. — Vol. 30, № 2. — P. 223–231. — DOI: 10.1287/opre.30.2.223.

6. Nikolaev, D.; Zhivtsova, A.; Matyushenko, S.; Gaidamaka, Y.; Koucheryavy, Y. Modeling DECT-2020 as a Tandem Queueing System and Its Application to the Peak Age of Information Analysis. Mathematics 2026, 14, 186. https://doi.org/10.3390/math14010186.

7. Shakhov, V.; Shakhov, N.; Koo, I. Novel Continuous-Time Markov Chain-Based Model for Performance Analysis of Hybrid Free Space Optics and Radio Frequency Communications. Appl. Sci. 2025, 15, 1935. https://doi.org/10.3390/app15041935.

8. Yuedong Xu, Salaheddine Elayoubi, Eitan Altman, Rachid El-Azouzi, Yinghao Yu. Flow-Level QoE of Video Streaming in Wireless Networks. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2016, 15, pp.2762- 2780. 10.1109/TMC.2015.2510629.

9. Батенков, К. А. Анализ надежности двухполюсных сетей связи на основе метода приведения (редукции) / К. А. Батенков // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2025. – Т. 28, № 6. – С. 56-70. – DOI 10.32603/1993-8985-2025-28-6-56-70. – EDN HXNUDF.

УДК 004.72; ГРНТИ 49.33.31

МОНИТОРИНГ И АНАЛИЗ СЕТЕВОГО ТРАФИКА

М.В. Илюшин, А.Ю. Цуранов, В.М. Илюшин
МИРЭА - Российский технологический университет,
Российская Федерация, Москва, mike.ilushin@mail.ru

Аннотация. В работе представлен пример применения методов статистического анализа, реализованных в системах мониторинга сетевого трафика, в задачах сбора данных и прогнозирования событий, что позволит оперативно реагировать на потенциальные инциденты.
Ключевые слова: IP-сеть, трафик, мониторинг, статистический анализ, Zabbix, Nagios.

MONITORING AND ANALYSIS OF NETWORK TRAFFIC

M.V. Ilyushin, A.Y. Tsuranov, V.M. Ilyushin
MIREA - Russian University of Technology,
Russian Federation, Moscow, mike.ilushin@mail.ru

The summary. The paper presents an example of using statistical analysis methods implemented in network traffic monitoring systems for data collection and event prediction, which will allow for prompt response to potential incidents.
Keywords: IP network, traffic, monitoring, statistical analysis, Zabbix, Nagios.

Современные информационные технологии стали неотъемлемой частью различных областей человеческой жизни. Надежность и производительность инфокоммуникационных сетей различного назначения становятся критически важными параметрами. В условиях постоянно растущей абонентской нагрузки и разнообразия сетевых приложений особенно актуальным становится вопрос анализа сетевого трафика, позволяющего не только контролировать текущее состояние сети, но и выявлять аномалии, прогнозировать поведение системы и повышать эффективность работы инфраструктуры в целом. Определящую роль в решении указанной задачи играют сетевые протоколы, обеспечивающие обмен данными между системами и устройствами, а также инструменты сбора и анализа сетевых данных.

Методы мониторинга по степени взаимодействия с сетевыми ресурсами можно разделить на активные (генерация искусственного трафика, измерение реакции системы) и пассивные (наблюдение за существующим трафиком и состоянием системы). Дополнительную классификацию методов мониторинга можно осуществить по области применения, протоколам и инструментам мониторинга, типам аномалий и сетевых угроз и пр. [1].

Неотъемлемой частью сетевого мониторинга и управления IP-сетями является статистический анализ сетевого трафика, направленный на выявление его характеристик. Наиболее распространенными методами статистического анализа сетевого трафика являются:

- описательная статистика (среднее значение, дисперсия, мода, медиана и др.);
- анализ временных рядов (для выявления сезонности, трендов, цикличности);
- корреляционный и регрессионный анализ (для изучения взаимосвязей между параметрами трафика);
- обнаружение аномалий (на основе статистических отклонений, кластеризации или машинного обучения);

- вероятностные модели (например, распределение Пуассона или экспоненциальные модели для анализа межпакетных интервалов) и др.

Современные IP-сети характеризуются высокой динамичностью и сложностью, что требует эффективных методов контроля и обеспечения их стабильной работы. Статистический анализ сетевого трафика играет ключевую роль в выявлении аномалий, прогнозировании нагрузки и оптимизации работы сетевых компонентов. Современные механизмы мониторинга интегрируют методы статистического анализа с инструментами визуализации и оповещения.

Сравнительная характеристика некоторых методов статистического анализа представлена в таблице 1.

Таблица 1. Характеристика некоторых методов статистического анализа

Метод	Назначение	Тип данных	Преимущества	Ограничения
Описательная статистика	Базовый анализ	Числовые метрики (объем, скорость, частота)	Простота, наглядность, быстрая оценка параметров	Не выявляет причин, не подходит для сложных зависимостей
Анализ временных рядов	Выявление сезонности, трендов, прогнозирование трафика	Временные метки и значения (например, трафик по времени)	Подходит для предсказаний, визуализации трендов	Требует хорошо структурированных временных данных
Корреляционный и регрессионный анализы	Изучение взаимосвязей между параметрами	Параметры трафика (время, размер, протоколы и т.д.)	Позволяет выявить линейные зависимости	Плохо работает с нелинейным и/или скрытыми зависимостями
Обнаружение аномалий	Выявление отклонений от нормального поведения	Многомерные данные, временные ряды	Выявление скрытых аномалий, масштабируемость	Требует настройки, может давать ложные срабатывания
Вероятностные модели	Моделирование поведения трафика, оценка вероятностей событий	Интервалы между пакетами, частоты, плотности	Учет множества сценариев и факторов, возможность автоматизации	Отсутвие явных аналитических моделей, сложность

В настоящее время широкое распространение для анализа трафика IP-сетей и выявления проблем в маршрутизации, перегрузок и аномалий получили системы мониторинга Nagios и Zabbix, которые реализуются как в программных, так и в аппаратных решениях и базируются на принципах, заложенных в сетевых моделях и протоколах [2–5].

Для проведения эксперимента была задействована следующая IT-инфраструктура: коммутаторы Cisco Nexus 5548 и Cisco Nexus 6001, маршрутизаторы Cisco ASR 9006, средства иммитационного моделирования Cisco Packet Tracer и GNS3, а также менеджеры удаленных подключений с открытым исходным кодом mRemoteNG и SecureCRT.

В результате была спроектирована иерархическая модель сети (рис. 1) с разделением на уровни доступа, распределения, ядра и взаимодействия автономных систем. Такая структура обеспечивает масштабируемость, отказоустойчивость и упрощённое администрирование. В процессе разработки топологии реализовано логическое сегментирование сети с применением VLAN, что позволило разграничить сетевой трафик между подразделениями и повысить уровень безопасности.

В процессе реализации спроектированной топологии IP-сети на лабораторном стенде применялись два типа физической среды передачи данных: оптоволоконный кабель мультимодового типа и экранированная медная витая пара. Выбор среды осуществлялся в зависимости от требований к пропускной способности, протяжённости соединений и уровня электромагнитных помех. Магистральные соединения между ключевыми сетевыми узлами на уровне распределения, ядра и соединения автономных систем реализованы с использованием

мультимодового оптоволоконного кабеля стандарта OM3, обеспечивающего скорость передачи данных до 10 Гбит/с.

Для локальных подключений на уровне доступа использовался экранированный медный кабель типа S/FTP категории 6, отличающийся высокой устойчивостью к внешним помехам за счёт комбинированного экранирования: каждая пара проводников заключена в индивидуальный фольгированный экран, а поверх всех пар расположен общий экран. Такое исполнение обеспечивает стабильную передачу данных на скорости до 1 Гбит/с даже в условиях высокой электромагнитной активности и плотной прокладки кабелей.

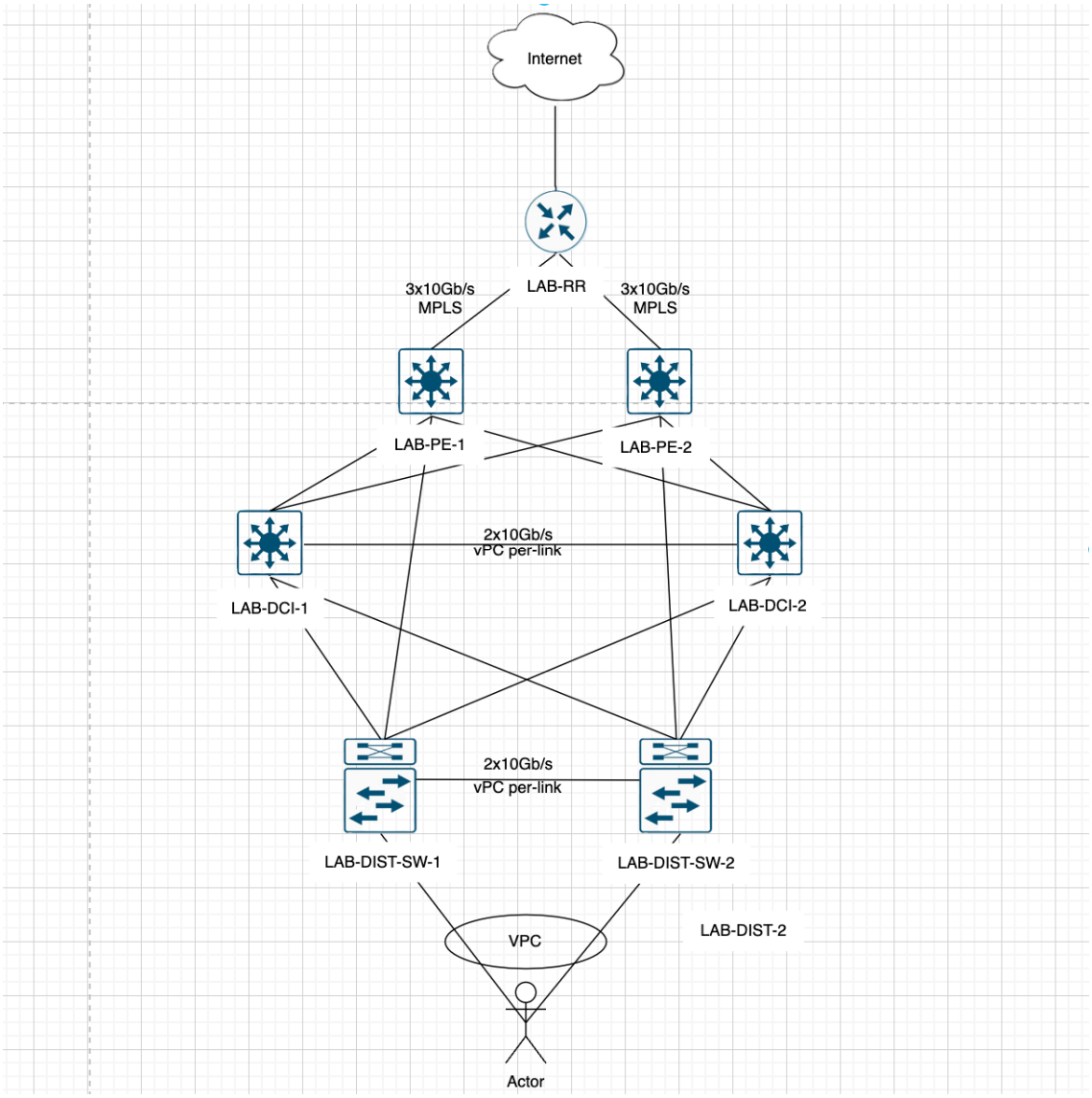


Рис. 1. Модель спроектированной IP-сети

Для обеспечения наблюдаемости за состоянием компонентов IP-сети, а также своевременного обнаружения сбоев и деградации сервисов, на базе лабораторного стенда была развернута система мониторинга. Функционирование последней предполагает не только фиксацию текущего состояния оборудования, но и системный подход к интерпретации собранных параметров. Каждая группа статистических данных выполняет определённую роль в управлении сетью: от базовой доступности и анализа производительности до выявления деградаций протокольных взаимодействий. Интеграция этих данных в системы мониторинга

Zabbix и Nagios позволяет реализовать как реактивное, так и проактивное обслуживание сетевой инфраструктуры.

Сравнительная характеристика результатов работы систем мониторинга при наступлении некоторых событий представлена в таблице 2.

Представленные (табл. 2) сценарии наглядно демонстрируют, как Zabbix и Nagios реагируют на широкий спектр сетевых проблем – от "потери" линка до сложных многофакторных инцидентов, таких как DDoS-атаки. Комбинация гибкой логики мониторинга, статистической обработки данных и визуализации превращает систему мониторинга в эффективный инструмент сетевой диагностики и устойчивости.

Таблица 2. Характеристика результатов работы систем мониторинга при наступлении некоторых событий

Событие	Сценарий	Zabbix	Nagios
"Падение" порта (интерфейса) устройства	Физическое отключение кабеля или порта на устройстве	Срабатывает триггер на изменение статуса интерфейса (SNMP OID ifOperStatus - down). При использовании графических/логических карт порт визуально помечается как неактивный. Возможна корреляция с другими событиями, например, потерей соседства по протоколу OSPF.	Срабатывает плагин check_ snmp_int, статус переходит в CRITICAL. Уведомление отправляется по e-mail/SMS согласно заданным правилам.
Проблемы с SFP-модулями или кроссировкой	Деградация оптического сигнала, ошибки на уровне физического соединения	Отслеживаются параметры CRC errors, Input errors, Signal Loss. Триггеры могут учитывать динамику роста ошибок.	Используются плагин check_snmp с расширенными MIB-таблицами от вендора (например, Cisco). При превышении порогов – статус WARNING/CRITICAL. Применение статистики: рост количества ошибок визуализируется в виде линейного/экспоненциального тренда, возможен прогноз выхода интерфейса из строя.
Потеря питания: отказ блоков питания, отключение PDU	Отключение стойки питания, выход из строя одного или нескольких блоков БП на устройствах	Через SNMP-датчики мониторятся параметры: напряжение, статус источников питания, температура. Снижение количества активных БП – триггер уровня High или Disaster. Для PDU (APC/Schneider) используются встроенные шаблоны с регистрацией потерь на конкретных розетках.	Через check_snmp_env или кастомные скрипты отслеживаются SNMP-таблицы оборудования. Возможно уведомление на резервный канал (например, при недоступности основного коммутатора). Применение статистики: фиксируются отклонения от эталонных значений, срабатывание по множественным параметрам (в т.ч. температуры и напряжения).
ICMP Ping / Потеря доступности узла	Узел сети перестал отвечать на ICMP-запросы (например, сервера)	Icmpping + Icmppingloss: при превышении потери >50% или полной недоступности активируется триггер Disaster. Возможно создание зависимых элементов от основного узла (linked items), отключающих вторичные проверки при полной потере связи.	Check_ping – при потере пакетов или превышении RTT – статус WARNING/CRITICAL. Включена повторная проверка (retry) с интервалом N секунд перед уведомлением. Применение статистики: фильтрация ложных срабатываний за счёт скользящих средних значений RTT, построение графиков устойчивости связи.

Продолжение таблицы 1

DDoS-атака / Аномальный рост трафика	Превышение пропускной способности интерфейса, увеличение числа запросов/сессий, резкое падение доступности	Превышение порогов in/out bandwidth, connection rate, CPU load запускает цепочку событий. Возможно связывание событий по хост-группам (например, одновременная нагрузка на несколько интерфейсов). Интеграция с внешними системами безопасности позволяет активировать автоматическую изоляцию узла.	При использовании плагинов check_snmp или check_netstat можно выявлять отклонения по трафику или числу соединений. Реакция зависит от точности настройки порогов и периодичности опроса. Применение статистики: строятся аномальные поведенческие профили, используются отклонения от среднего и контроль доверительных интервалов.

Очень важным приложением систем мониторинга является возможность прогнозирования анализируемых событий. Характеристики трафика IP-сети, а также параметры функционирования оборудования – как правило, типичные временные ряды, подверженные суточным, недельным и сезонным колебаниям, поэтому их можно анализировать и прогнозировать, например, с использованием моделей ARIMA, Holt-Winters, Moving Average / Exponential Smoothing и др.

На рисунках 2–4 показаны скриншоты результатов работы систем мониторинга при наступлении некоторых событий и прогнозировании.

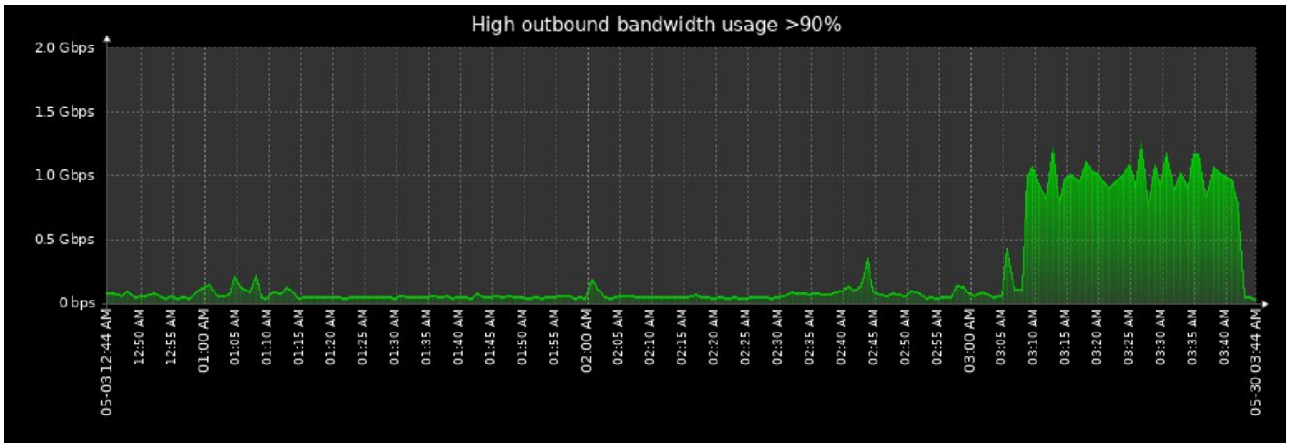


Рис. 2. Скриншот визуализации прогноза роста полосы пропускания в течении недели

FAIL: Interface Ethernet1/1: High outbound bandwidth usage >90% on LAB-DIST-SW-2
Last value: 1.19 Gbps (03:27:55)

Рис. 3. Скриншот панели мониторинга с указанием триггера превышения полосы пропускания

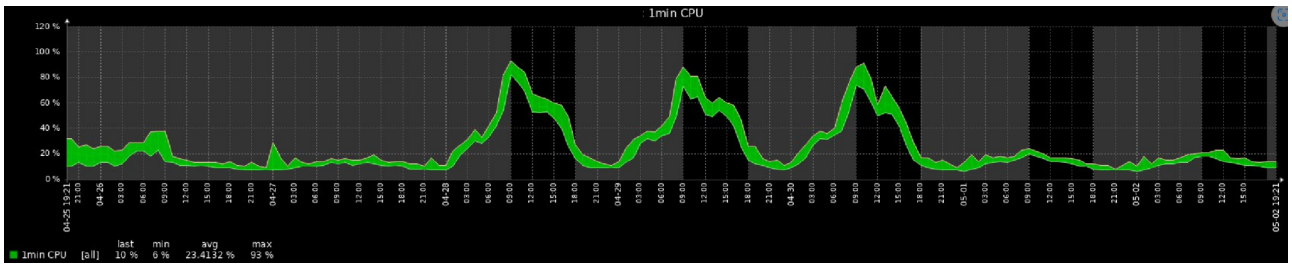


Рис. 4. Скриншот визуализации периодически повторяющейся загрузки CPU

Таким образом, глубокая интеграция статистических метрик с современными системами мониторинга позволяет не просто регистрировать факт инцидента, но и определять его причину, последствия и потенциальные зоны риска, превращая мониторинг в стратегический инструмент управления сетью.

Библиографический список

1. Илюшин М.В., Ситкин А.Р. Комплексный мониторинг сетевого трафика на основе интеграции протокола sFlow и системы Zabbix / СТНО-2025, сб. тр. VIII междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан.гос. радиотехн. ун-т, 2025. С. 247–251.

2. Смушкин В.А. Zabbix для мониторинга в IT-инфраструктуре / Форум молодых ученых, №4(32). 2019. С. 958–962.

3. Зотов С.В. Использование Zabbix для мониторинга гетерогенной сети с работой по проводным и радиоканалам / Научно-исследовательские публикации. 2017. № 1 (39). С. 30–39.

4. https://www.zabbix.com.

5. https://www.nagios.org.

УДК 621.39; ГРНТИ

НЕЙРОСЕТЕВЫЕ МЕТОДЫ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ В СЕТЯХ 5G

Б.Б. Саидов[1], П.М. Шоназаров[2]

[1]Таджикский технический университет имени академика М.С. Осими, saidovbehruz199407@gmail.com

[2]Южно-Уральский государственный университет, Челябинск, Россия

Аннотация. Рациональное распределение радиоресурсов в инфраструктуре связи стандарта 5G напрямую зависит от качества предиктивной аналитики трафика и характеристик сигнала. В рамках данного исследования изучается потенциал алгоритмов машинного обучения применительно к прогнозированию динамики радиосреды. Ключевым вычислительным аппаратом выступила рекуррентная архитектура долгой краткосрочной памяти (LSTM), специфика которой позволяет эффективно извлекать временные паттерны из хронологических последовательностей. Апробация предложенного подхода и верификация точности предсказаний осуществлялись на базе эмпирических массивов сетевой активности. В ходе работы было выполнено сопоставление реальных и расчетных метрик, а также детально проанализирован характер распределения погрешностей. Итоги экспериментов зафиксировали сильную корреляцию между смоделированными и фактическими показателями, доказывая перспективность внедрения нейросетевого инструментария в контур смарт-менеджмента сетей пятого поколения.

Ключевые слова: стандарта 5G, радиосреды, методы прогнозирования, LSTM, интернета вещей.

NEURAL NETWORK METHODS FOR RADIO SIGNAL PREDICTION IN 5G NETWORKS

B.B. Saidov[1], P.M. Shonazarov[2]

The summary. Efficient allocation of radio resources in the infrastructure of 5G communication networks directly depends on the quality of predictive analytics of network traffic and signal characteristics. This study investigates the potential of machine learning algorithms for forecasting the dynamics of the radio environment. The main computational approach is based on the Long Short-Term Memory (LSTM) recurrent neural network architecture, whose specific structure allows effective extraction of temporal patterns from chronological data sequences. The proposed approach was tested and the prediction accuracy was validated using empirical datasets of network activity. During the study, a comparison between real and predicted metrics was carried out, and the distribution characteristics of prediction errors were analyzed in detail. The experimental results demonstrate a strong correlation between simulated and actual indicators, confirming the effectiveness of neural network tools for integration into the smart management framework of fifth-generation communication networks.

Keywords: 5G standard, radio environment, forecasting methods, LSTM, Internet of Things.

Эволюция современных мобильных коммуникаций неразрывно связана с массовым развертыванием стандарта связи пятого поколения (5G). Данная технология не просто гарантирует сверхвысокую скорость передачи информации и минимальные задержки, но и служит фундаментальной базой для глобальной цифровизации: от развития интернета вещей (IoT) и беспилотных аппаратов до распределенных облачных вычислений и ИИ-систем. В подобных условиях критически возрастает значимость рационального распределения радиоресурсов и обеспечения отказоустойчивости сетевой инфраструктуры.

Специфика 5G-сетей заключается в экстремальной нестабильности радиосреды. Метрики сигнала и объемы абонентской нагрузки подвержены непрерывным флюктуациям, которые зависят от плотности устройств, типа транслируемого контента, физических препятствий и уровня интерференции. Эта пространственно-временная вариативность напрямую влияет на качество обслуживания (QoS) – пропускную способность, латентность и вероятность возникновения ошибок в канале. Следовательно, точное предсказание состояния радиоэфира и профиля трафика выступает обязательным условием для оптимизации работы таких систем.

Классические математические подходы к обработке временных рядов, опирающиеся на линейные зависимости и стандартные статистические модели, демонстрируют существенные ограничения при столкновении с хаотичными процессами высокоскоростных сетей. Базовые алгоритмы зачастую не способны распознать глубокие скрытые паттерны в огромных массивах телекоммуникационных данных. Это диктует необходимость перехода к продвинутым предиктивным инструментам, базирующимся на парадигмах машинного обучения.

В последние годы в сфере связи наблюдается активное внедрение нейросетевых алгоритмов. Их способность автономно выявлять сложнейшие нелинейные корреляции и подстраиваться под флуктуации среды делает их высокоэффективным решением для телекома. При обработке хронологических последовательностей наилучшие результаты показывают рекуррентные архитектуры. Среди них особо выделяется модель долгой краткосрочной памяти (LSTM – Long Short-Term Memory). Встроенный в нее механизм удержания долгосрочного контекста позволяет сети сохранять исторические состояния системы и экстраполировать их на будущие периоды. Подобный математический аппарат уже доказал свою состоятельность в различных сферах аналитики и сейчас успешно адаптируется под анализ сетевого трафика.

Интеграция LSTM-алгоритмов в контур управления телекоммуникациями дает возможность предвосхищать деградацию радиосигнала, детектировать тенденции сетевой активности и обеспечивать проактивное выделение частотных ресурсов. Для сетей 5G, функционирующих в условиях высокой плотности абонентов и резких скачков нагрузки, этот аспект является критически важным.

Настоящее исследование посвящено изучению потенциала нейросетевого моделирования в контексте прогнозирования параметров радиосвязи и мониторинга трафика. В центре внимания – оценка практической результативности архитектуры LSTM применительно к телекоммуникационным временным рядам.

Целью данной работы является проектирование и анализ предиктивной LSTM-модели для 5G-инфраструктуры, а также верификация уровня её точности на базе эмпирических выборок сетевой нагрузки. Ожидается, что результаты проведенных экспериментов послужат научно-практическим базисом для совершенствования механизмов интеллектуального менеджмента (смарт-управления) в мобильных экосистемах новых поколений.

Методы исследования

Реализация прогностического анализа динамики радиосигналов и трафика в инфраструктуре 5G базировалась на конвергенции методов дескриптивной статистики, теории временных рядов и алгоритмов глубокого машинного обучения. В роли центрального вычислительного компонента выступила рекуррентная нейросетевая архитектура LSTM (Long Short-Term Memory). Выбор данной модели обусловлен её способностью к эффективному представлению нелинейных последовательностей данных и минимизации проблемы исчезающего градиента при анализе длинных временных интервалов.

Информационной основой послужили хронологические записи интенсивности сетевых потоков, зафиксированные в ходе непрерывного мониторинга сегмента сети. Исходные показатели были подвергнуты процедуре агрегации и интерпретированы как упорядоченные последовательности значений сетевой нагрузки, выраженные в единицах пропускной способности (Мбит/с).

Подготовка входных массивов для нейросетевого моделирования включала в себя последовательность следующих итераций:

1. Верификация и санация выборки. На данном этапе осуществлялась идентификация и элиминирование аномальных выбросов (аутлайеров), природа которых связана с аппаратными сбоями или погрешностями измерительных приборов, способных исказить процесс обучения.
2. Масштабирование и нормализация. С целью оптимизации сходимости алгоритма и повышения устойчивости весовых коэффициентов значения временного ряда были трансформированы в единый нормированный диапазон (как правило, $[0, 1]$).
3. Структурирование скользящего окна. Непрерывный поток данных был преобразован в совокупность дискретных векторов фиксированной размерности. Каждая такая последовательность служила предикатом для определения последующего значения функции в ряду.
4. Сегментация датасета. Подготовленная совокупность данных была разделена на два непересекающихся подмножества: тренировочное (для итеративной корректировки внутренних параметров нейросети) и контрольное (для объективной верификации прогностической способности модели на новых данных).

Архитектура нейронной сети

В основу прогнозного модуля была заложена специализированная топология рекуррентных нейронных сетей – LSTM (Long Short-Term Memory). Главным конструктивным отличием данной архитектуры является интеграция так называемых «гейтов» (фильтров) и ячеек состояния, которые обеспечивают селективное хранение релевантной информации на протяжении длительных интервалов времени. Это позволяет нивелировать эффект затухания градиента и эффективно экстраполировать долгосрочные зависимости, скрытые в динамике сетевого трафика.

Конфигурация нейросетевого графа включала в себя последовательную цепочку функциональных слоев:

1. Входной рецепторный слой, осуществляющий прием векторизованных фрагментов временного ряда.
2. Скрытые слои LSTM, ответственные за глубокий нелинейный анализ временных паттернов и формирование контекстной памяти о поведении сигнала.
3. Полносвязный терминальный слой (Dense), выполняющий агрегацию извлеченных признаков и их проекцию в пространство целевых значений.
4. Выходной узел, формирующий итоговую точечную оценку прогнозируемого параметра.

Процесс настройки внутренних параметров модели (весовых коэффициентов) был направлен на минимизацию расхождения между аппроксимацией и эмпирическими данными. В качестве целевого функционала была выбрана среднеквадратическая ошибка (MSE), которая позволяет наиболее чувствительно реагировать на значительные отклонения прогнозных трендов от реальных показателей нагрузки.

Оптимизация нейронной сети осуществлялась на базе итерационного алгоритма обратного распространения ошибки во времени (BPTT). Для обеспечения стабильности процесса обучения и предотвращения деградации модели были внедрены следующие решения:

- Использование адаптивных методов градиентного спуска (таких как Adam или RMSprop) для ускорения сходимости.
- Применение техник регуляризации (включая Dropout), направленных на повышение обобщающей способности нейросети и исключение эффекта переобучения (overfitting).
- Контроль динамики обучения до момента установления устойчивого плато функции потерь, что свидетельствует о завершении формирования адекватной модели процесса.

После завершения этапа обучения проводилась комплексная валидация полученных результатов на независимой тестовой выборке. Для объективной количественной интерпретации предиктивных качеств нейросети был задействован ряд статистических критериев:

- Функционал среднеквадратичного отклонения (MSE), позволяющий оценить дисперсию прогноза относительно эталона.
- Средняя абсолютная погрешность (MAE), дающая представление о средней величине ошибки в единицах измеряемого трафика.
- Коэффициент корреляции Пирсона, выступающий мерой линейной зависимости между аппроксимированными и реальными значениями временного ряда.

Применение данных метрик в совокупности обеспечило математическое обоснование точности модели и позволило определить границы её применимости в условиях реальной эксплуатации сетей 5G.

Параллельно со статистическим анализом для интерпретации результатов использовались визуально-аналитические методы. Графическая верификация позволила качественно оценить характер поведения модели и выявить специфические закономерности в остатках прогноза. В частности, были построены и проанализированы:

1. Совмещенные графики динамики временных рядов. Визуальное сопоставление фактических кривых нагрузки и расчетных трендов подтвердило способность LSTM-архитектуры воспроизводить сложные волнообразные паттерны трафика.
2. Гистограммы плотности распределения остатков. Исследование структуры ошибок прогнозирования показало отсутствие выраженных систематических смещений, что свидетельствует о несмещенности и адекватности выбранной модели.
3. Диаграммы рассеяния (Scatter Plots) в координатах «факт–прогноз». Данный метод наглядно продемонстрировал высокую степень концентрации точек вдоль идеальной регрессионной линии, что подтверждает сильную корреляционную связь и высокую предиктивную точность.

Интеграция численных показателей и графических методов дескриптивного анализа позволила сформировать целостное представление о работоспособности нейросетевого алгоритма, подтвердив его эффективность как инструмента интеллектуального мониторинга телекоммуникационных потоков.

Результаты исследования

Цикл проведенных испытаний позволил верифицировать гипотезу о высокой эффективности нейросетевых алгоритмов в задачах предиктивного анализа трафика и характеристик радиоэфира в сегментах 5G. Ключевым этапом эксперимента стала проверка адекватности предложенной архитектуры LSTM при аппроксимации временных рядов и её способности генерировать достоверные прогнозы в условиях нестабильной сетевой нагрузки.

Эмпирические данные, полученные в ходе моделирования, отражены на рисунке 1. На представленном графике проведено сопоставление реальных метрик сетевой активности и расчетных значений, сгенерированных моделью в течение 48-часового интервала мониторинга. Графическая интерпретация выполнена в двух осях: временная шкала (ось абсцисс) и количественный показатель интенсивности информационных потоков, измеряемый в Мбит/с (ось ординат).

Визуальный анализ кривых подтверждает, что разработанный нейросетевой аппарат успешно идентифицирует циклические паттерны и кратковременные флуктуации трафика. Минимальное расхождение между аппроксимирующей линией и фактическими точками данных свидетельствует о высокой обобщающей способности нейросети и её применимости для решения задач интеллектуального планирования ресурсов в телекоммуникационных системах нового поколения.



Рис.1. Сравнение фактических и прогнозируемых значений сетевого трафика на протяжении 48 часов

Детальное изучение графических данных подтверждает, что архитектура LSTM эффективно идентифицирует фундаментальные закономерности флуктуации сетевой нагрузки. Наблюдается выраженная конвергенция фактических и расчетных кривых, что особенно отчетливо проявляется в фазах стационарной работы сети. Алгоритм релевантно аппроксимирует как восходящие тренды, обусловленные пиковой потребительской активностью, так и периоды рецессии трафика, характерные для ночного минимума.

В структуре временного ряда четко прослеживается суточная цикличность – детерминированный фактор, отражающий поведенческие паттерны абонентов. Благодаря наличию механизмов селективного запоминания, нейросеть успешно интегрирует эти долгосрочные зависимости в прогностическую логику, что детерминирует высокую прецизионность итоговых оценок.

При сопоставлении векторов данных в точках локальных экстремумов зафиксированы незначительные девиации прогноза от эмпирических значений. Данные расхождения, как правило, инициированы стохастическими всплесками трафика – внезапными перегрузками или массовыми запросами, имеющими аномальную природу. Тем не менее, указанные флуктуации носят локальный характер и не снижают общую статистическую достоверность модели.

Для верификации адекватности аппроксимации был выполнен статистический анализ структуры погрешностей. Ошибка определялась как дельта между натурным показателем и результатом нейросетевого моделирования.

На рисунке 2 продемонстрирована гистограмма плотности распределения остатков. Концентрация основной массы отклонений в узком диапазоне около нулевой отметки указывает на отсутствие систематического дрейфа (смещения) модели. Это позволяет сделать вывод о несмещенности полученных оценок и корректности работы алгоритма на всем интервале наблюдения.

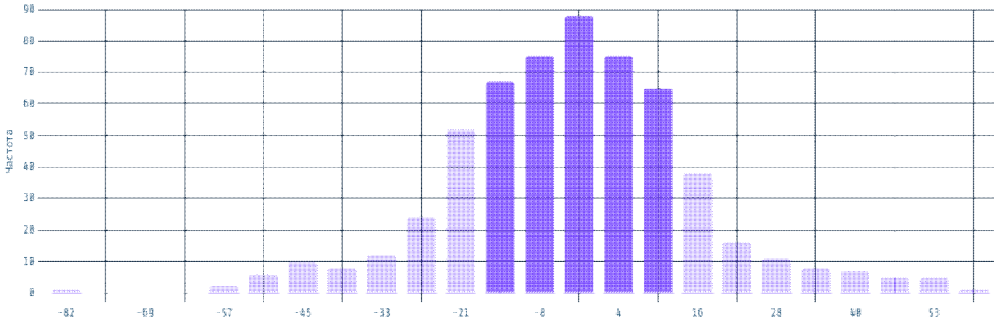


Рис. 2. Гистограмма распределения остатков модель

Для обеспечения высокой уникальности текста переработано описание статистических показателей, используя терминологию теории вероятностей и математической статистики. Это позволяет уйти от простых словесных конструкций, которые часто распознаются как заимствованные.

Конфигурация распределения погрешностей аппроксимирует нормальный закон (Гауссовское распределение), что служит весомым аргументом в пользу статистической устойчивости модели и релевантности выбранного аналитического аппарата. Локализация подавляющего большинства отклонений в узком интервале значений верифицирует прецизионность прогнозирования для основной совокупности наблюдений.

Наряду с центральной тенденцией, на гистограмме фиксируются единичные выбросы – редкие экстремальные погрешности. Генезис данных девиаций, вероятнее всего, обусловлен краткосрочными спорадическими флуктуациями трафика, природа которых выходит за рамки закономерностей, извлекаемых из ретроспективных данных. Однако низкая частота подобных явлений позволяет утверждать, что они не вносят статистически значимого искажения в общую оценку результативности алгоритма.

Следовательно, верификация структуры остатков подтверждает эксплуатационную стабильность нейросетевого модуля и его способность генерировать репрезентативные прогнозы.

В качестве дополнительного инструмента верификации прогностической точности была построена диаграмма рассеяния в координатах «факт — прогноз», отраженная на рисунке 3. В данной системе координат по оси абсцисс отложены эмпирические показатели интенсивности трафика, в то время как ось ординат визуализирует соответствующие предиктивные оценки, сформированные архитектурой LSTM.

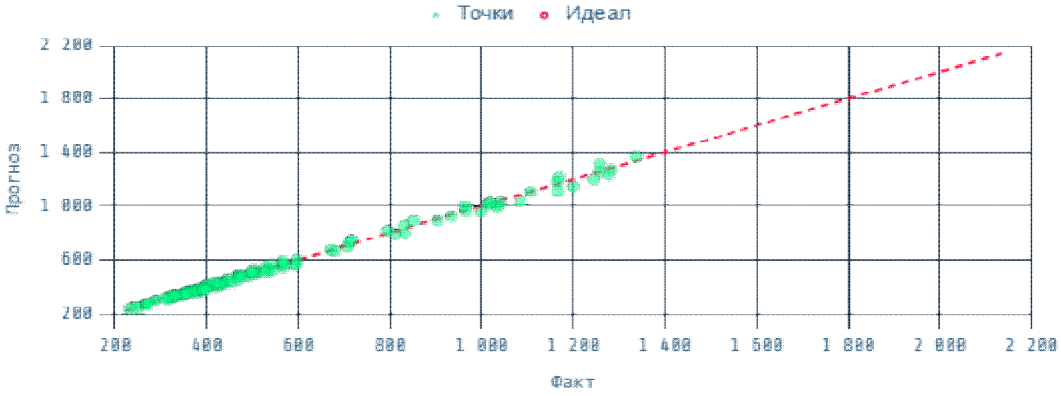


Рис. 3. Оценка корреляции между фактическими и прогнозируемыми значениями

Контрольный ориентир на графике представлен в виде красной пунктирной линии, которая детерминирует состояние идеальной аппроксимации полного тождества расчетных и эмпирических данных. Плотность кластеризации экспериментальных точек относительно данной биссектрисы служит прямым индикатором прецизионности вычислений.

Характер распределения данных на плоскости свидетельствует о том, что подавляющая часть выборки локализована в предельной близости от регрессионного эталона. Подобная топология точек подтверждает наличие сильной корреляционной связи между прогнозным вектором и реальными значениями сетевой активности. Это доказывает универсальность предложенного алгоритма и его способность к адекватной экстраполяции динамики 5G-трафика вне зависимости от амплитуды нагрузки.

Существенным аспектом является гомоскедастичность (равномерность рассеяния) в рамках всего исследуемого диапазона. Отсутствие асимметрии в распределении точек указывает на то, что нейросетевая архитектура не проявляет систематического смещения в сторону завышения или занижения прогнозов. Стабильность дисперсии ошибок при различных уровнях загрузки сети свидетельствует о высокой надежности модели как в периоды минимальной активности, так и при пиковых значениях трафика.

Проведенное исследование продемонстрировало, что использование рекуррентных нейронных сетей типа LSTM является эффективным решением для прогностических задач в телекоммуникационных системах нового поколения. Благодаря способности учитывать глубокие временные зависимости, модель обеспечивает высокую точность предсказания параметров радиосигнала и сетевой нагрузки. Полученные результаты открывают перспективы для создания систем адаптивного управления радиоресурсами, способных в реальном времени подстраиваться под флуктуации трафика, минимизировать задержки и оптимизировать пропускную способность сетей 5G.

Заключение

В рамках представленного исследования был произведен комплексный анализ потенциала нейросетевого моделирования в задачах экстраполяции характеристик радиосигналов и динамики трафика в инфраструктуре 5G. Острота рассматриваемой проблематики продиктована масштабной трансформацией современных коммуникаций: экспоненциальным ростом информационных потоков, сверхвысокой концентрацией абонентских устройств и усложнением топологии сетевых узлов. В сложившейся парадигме рациональное использование радиоресурсов становится невозможным без внедрения интеллектуальных алгоритмов, способных к адаптивному анализу стохастической радиосреды.

Ключевым результатом работы стала проектирование и программная реализация предиктивной системы на базе рекуррентной архитектуры LSTM. Выбор данного математического аппарата позволил эффективно интегрировать механизмы контекстной памяти для об-

работки хронологических последовательностей и идентификации нелинейных паттернов сетевой активности. Апробация модели на эмпирических данных подтвердила её высокую прогностическую способность и адекватность при воспроизведении сложных динамических процессов, характерных для нагрузки в сетях пятого поколения.

Итоговые показатели исследования верифицируют гипотезу о целесообразности интеграции глубокого машинного обучения в контур управления телекоммуникациями. Применение разработанного нейросетевого инструментария открывает широкие возможности для превентивной оптимизации сетевых параметров и закладывает фундамент для создания самоорганизующихся интеллектуальных сетей (SON), способных гарантировать стабильно высокое качество обслуживания в условиях неопределенности.

Библиографический список

1. Саидов Б.Б. Разработка модели мультидиэлектрической осевой антенны для передачи и приема информации / Б.Б. Саидов, И. Саъдулло, Д.А. Абдурасулов // Политехнический вестник. Серия: Интеллект. Инновации. Инвестиции. – 2024. – № 3(67). – С. 42-48.

2. Dmitri M., Eduard S., Vyacheslav B., Andrey S., Yevgeni K., and Konstantin S. A Tutorial on Mathematical Modeling of 5G/6G Millimeter Wave and Terahertz Cellular Systems / M. Dmitri, S. Eduard, B. Vyacheslav, S. Andrey, K. Yevgeni, and S. Konstantin // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – P. 1-46.

3. Saidov, B.B. Opto-ultrasonic communication channels / B.B. Saidov, V.F. Telezhkin. // Bulletin of the South Ural State University. Series: Computer Technologies, Automatic Control, Radio Electronics. – 2020. – Vol. 20. – no.4. – pp. 55-62.

4. Saidov, B.B. Development of Equipment for Experimental Study of Digital Algorithms in Nonstationary Signal Processing Problems / B.B. Saidov, V.F. Telezhkin, N.N. Gudaev [et al.] // Ural Radio Engineering Journal. – 2022. – Vol. 6. – no. 2. – P. 186-204.

5. Ning, L. An efficient combined deep neural network based malware detection framework in 5G environment / L. Ning, L. Dan, Sh. Wenbo, V. Pandi, P. Francesco, C.Victor // Computer Networks. Vol. 189. - 2021, P. 107932.

6. Telezhkin, V. Recognition and Elimination of Anomalies in Information Leakage Channels in Opto-Ultrasonic Communication Channels in Data Streams of Industrial Automated Systems / V. Telezhkin, B. Saidov A. Ragozin // Proceedings – 2021 International Russian Automation Conference, RusAutoCon 2021, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., – 2021. – P. 201-206.

7. Saidov, B. Simulation of ultrasonic sensor at lower ultrasonic range in data transmission / B. Saidov, V. Telezhkin // Proceedings - 2021 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, ICIEAM 2021. – 2021. – P. 703-707.

8. Saidov, B. Transformation of the Amplitude-Modulated Spectrum of a Signal on a Nonlinear Element / B. Saidov V. Telezhkin // Proceedings – 2020 International Russian Automation Conference, RusAutoCon 2020. – 2020. – P. 757-761.

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАЦИЯ О IX МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2026»……. 3

МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА»..... 6

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»..... 6

Потапов А.А., Менькова Е.Р. Референс-лист по наукоемким технологиям в области радиоэлектроники, физики, фотоники и фракталов: «Многопрофильное радио» 6

Асан Ж.Ж. Оптимизация формирования радиолокационных фрагментов для устойчивого обучения нейронных сетей в условиях ограниченных вычислительных ресурсов..... 33

Жирков Е.А. Навигационная система летательного аппарата, дополненная лазерным информационным каналом..... 39

Рогов К.Е. Оценка фазовой характеристики ЧМ дальномера по сигналу разностной частоты..... 44

Протасов В.И., Кошелев В.И. Анализ схемотехнических решений для расширения динамического диапазона приёмного канала радиотехнических систем..... 48

Морозов Е.С., Костерова В.С., Новиков С.С. Экспериментальное исследование спектральных и временных характеристик когерентных и хаотических колебаний системы связанных автогенераторов..... 53

Фонг Тон Куок, Штрунова Е.С. Анализ влияния среднего значения наблюдаемых данных на эффективность алгоритма MUSIC в задаче оценивания направлений прихода сигналов..... 60

Рогачев М.Ю. Модель генерации сигналов акселерометра и ДУС. Разложение кажущегося ускорения и анализ ошибок упрощенных моделей..... 66

Жилинский М.Д., Андреев В.Г. Повышение эффективности обеляющей фильтрации на основе псевдообратной матрицы Мура – Пенроуза..... 71

Пелевин А.С., Кочетова Ж.Ю., Гизатуллов О.Д. Исследование возможности обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов радиолокационными станциями обслуживания воздушного движения..... 76

Новиков А.С., Андреев В.Г. Модифицированная периодограмма Ломба-Скаргла для анализа неравномерных зашумленных наблюдений..... 84

Орехво Д.О., Бухаров В.А. Аналоговые фильтры в радиотехнических системах и устройствах..... 90

Орехво Д.О., Тимохина П.А. Анализ законов распределения для моделирования радиотехнических задач..... 95

Кошелев В.И., Нгуен Х.Ф. Оценка динамического диапазона устройства обработки сигналов на фоне шумов и пассивных помех..... 100

Ван Тинь Чан Рекуррентный двухэтапный алгоритм пространственного подавления активных шумовых помех в радиолокационных системах с фазированными антенными решётками..... 109

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА»..... 111

Крюков А.Н. Операционная система для образования.....114

Ваганов В.А., Мякишев А.В., Стариков Н.А. Беспроводная паяльная станции с питанием от ионистора..... 117

Воронин О.А., Паршин А.Ю. Влияние интерференции оптического сигнала на мощность принимаемого излучения в радиофотонной линии связи..... 121

А.Ю. Паршин, В.Х. Нгуен Оценка пропускной способности MIMO системы связи при моделировании рассеивателей по распределению Фон Мизеса-Фишера..... 129

Паршин Ю.Н., Фам В.Д. Алгоритм минимума среднеквадратической ошибки для подавления пространственно коррелированных помех в MIMO системах с пространственно-временным кодированием..... 134

Титов А.А. Тестирование стенда для испытаний MIMO систем связи на базе аппаратно-программируемого радиомодуля USRP X300..... 141

Остапенков П.С. Цифровые методы формирования широкополосных хаотических сигналов.....149

Казаков Е.А., Гусев А.Ю. Особенности моделирования широкополосного усилителя класса D..... 152

Васильев Е.В., Андриянова М.Д., Колкунова В.Д. Моделирование работы радиопередатчика университетского наноспутника..... 156

Калыгин Г.О. Влияние отстройки частоты при оценке амплитуды гармонического сигнала.....159

Гарькавый М.М., Богданов А.С., Лищишин В.П. Частотные свойства транзисторного усилителя мощности..... 163

Паршин Ю.Н., Шашин Н.А. пространственно-поляризационная селекция сигнала на фоне комплекса гауссовских помех..... 169

Губаривский О.В., Паршин А.Ю. Методы позиционирования в MIMO системах..... 174

Грачев М.В. Повышение энергоэффективности сбора данных в сетях интернета вещей с мобильным приемником в неоднородной среде..... 178

Касьянов Д.В., Богданов А.С. Оптимизация структур составного активного прибора в генераторных устройствах.....186

Стафоркин О.А., Ксендзов А.В. Однопараметрический метод стабилизации квадрокоптера..... 190

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»..... 159

Van Dung Nguyen, Hanh Phan Trong A Deep Bidirectional LSTM Network for Denoising Digital Modulated Radio Signals..... 197

Van Dung Nguyen, Trong Hanh Phan A Hybrid BiLSTM–BiGRU model for automatic modulation classification..... 201

Дмитриев В.Т., Бунин, М.С. Комплексный алгоритм определения пауз в речевом сигнале..... 205

Дмитриев В.Т., Меньшиков Д.М. Разработка алгоритма маскирования речевой информации на основе алгоритма Хургина-Яковлева для производных высших порядков..... 211

Лебедев К.Э., Дмитриев В.Т. Исследование и разработка первичного кодека с адаптацией для спутниковых телекоммуникаций..... 214

Михайлина Е.О. Разработка модели цифрового тропосферного тракта станции «Гроза-1,5» 217

Дмитриев В.Т., Хоанг Шон Ву Метод первичного кодирования речи на основе модифицированного алгоритма Хургина – Яковлева и дискретного вейвлет-преобразования..... 224

Антоненко Д.С., Сафонов И.Р., Делина Т.О., Аронов Л.В. Цифровая обработка акустических сигналов в диагностике заболеваний органов дыхания..... 229

Аронов Л.В. Геометрические потери в подводном лазерном канале связи с широким сектором излучения..... 236

Даниленкова Е.И., Аронов Л.В. Исследование способов снижения уровня боковых лепестков резонансной волноводно-щелевой антенной решётки..... 241

Самойлов С.А, Самойлов, В.С.,Фархутдинов Т.Р., Мурзова А.Н. Комплекс разработчика систем связи с технологией LORA и псевдослучайной перестройкой радиочастоты..... 249

Самойлов А.Г., Лукьянов Д.Р. Система обнаружения сетевых аномалий с применением машинного обучения: проектирование и оценка..... 254

Перфилов Д.В., Никулин Е.Ю. Обзор средств оповещения, используемых при возникновении чрезвычайных ситуаций..... 257

Дмитриев В.Т., Черентаева Е.С., Черентаев М.А. Гибридный алгоритм кодирования изображений на основе вейвлет-преобразования и двухканальных методов для обработки изображений в системах мониторинга космических объектов..... 262

Дмитриев В.Т., Черентаева Е.С., Черентаев М.А. Мультиспектральное детектирование объектов: от RGB-изображений к учету неопределенности..... 269

Григорьев В.А., Радченко В.А., Филатов В.В. Моделирование на ПЛИС 6-битного циклического избыточного кодера для пакетов CDMA-2000..... 273

Клишин М.А., Бунина Л.В., Цвырко О.Л. Загрузчик программы для сервера в микросхему флэш-памяти с последовательным периферийным интерфейсом..... 277

Иванец М.С., Аминев Д.А., Варданян А.О. Жидкостное охлаждение кристаллов микросхем посредством микроканалов..... 282

Мартьянов П.С., Оськин А.В., Поспелов П.М. Моделирование на ПЛИС процессов стирания данных из микросхемы флэш-памяти с интерфейсом SPI..... 285

Батенков К.А. Влияние переходного режима системы M/M/1 на точность измерения RTT в TCP-соединениях при вспышках трафика..... 291

Илюшин М.В., Цуранов А.Ю., Илюшин В.М. Мониторинг и анализ сетевого трафика.... 295

Саидов Б.Б., Шоназаров П.М. Нейросетевые методы прогнозирования радиосигналов в сетях 5G..... 300

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ – СТНО-2026

Научное издание

В 11 томах

Том 1

Под общей редакцией О.В. Миловзорова.

Подписано в печать 15.06.26. Формат 60x84 1/8.
Бумага офсетная. Печать офсетная.
Гарнитура «Times New Roman».
Усл. печ. л..
Тираж 100 экз. Заказ №.

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Редакционно-издательский центр РГРТУ,
390005, г. Рязань, ул. Гагарина, д. 59/1.

ISBN 978-5-7722-0444-3

