

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-2025

**VIII МЕЖДУНАРОДНЫЙ НАУЧНО-
ТЕХНИЧЕСКИЙ ФОРУМ**

Сборник трудов

Том 1

Рязань
2025

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

С 568

Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2025 [текст]: сб. тр. VIII международ. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2025.

ISBN 978-5-7722-0422-1

Т.1: – 258 с.,: ил.

ISBN 978-5-7722-0423-8

Сборник включает труды участников VIII Международного научно-технического форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2025.

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 систем 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 978-5-7722-0422-1

ISBN 978-5-7722-0423-8

© Рязанский государственный
радиотехнический университет, 2025

ИНФОРМАЦИЯ О VIII МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2025

VIII Международный научно-технический форум «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2025 состоялся 04.03.2025-06.03.2025 в г. Рязань в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

В рамках форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2025 состоялась работа четырех Международных научно-технических конференций:

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

- Радиотехнические системы и 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;
- ЭВМ и системы;
- Информационные технологии в конструировании электронных средств;
- Модели искусственного интеллекта в САПР;
- Информационные системы и защита информации;
- Математические методы и модели в научных исследованиях и прикладных

проблемах;

- 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;
- Финансы и налоги;

«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;

Мионов 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:

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

Бухенский К.В., зав. кафедрой высшей 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.;

Губарев А.В., 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.;

Журавлёва Т.А., доцент кафедры экономической безопасности, анализа и учета, к.э.н., доц.;

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 автоматизации 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.;

Куприянова М.Н., доцент кафедры экономики, менеджмента и организации производства, к.э.н., доц.

Ленков М.В., декан факультета автоматизации и информационных технологий в управлении, зав. кафедрой автоматизации информационных и технологических процессов, к.т.н., доц.

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

Лукиянова Г.С., доцент кафедры высшей математики, к.ф.-м.н., доц.;

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

Мельник О.В., профессор кафедры информационно-измерительной и биомедицинской техники, д.т.н., доц.;

Меркулов Ю.А., старший преподаватель кафедры автоматизации информационных и технологических процессов;

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 нанoeлектроники, 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.;

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

Тарасова В.Ю., ассистент кафедры электронных вычислительных машин, преподаватель-исследователь;

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.;

Шурчкова И.Б., доцент кафедры экономической безопасности, анализа и учета, к.э.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 537.86+620.3+621.37+621.396.96; ГРНТИ 47.49.02

**ВИХРЕВЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ВОЛНЫ С ОРБИТАЛЬНЫМ
УГЛОВЫМ МОМЕНТОМ И ОПТИЧЕСКИЕ СКВИРМИОНЫ
В КОНТЕКСТЕ АВТОРСКОЙ ПАРАДИГМЫ
«МНОГОПРОФИЛЬНОЕ РАДИО»**

А.А. Потапов

*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук,
Совместная китайско-российская лаборатория информационных технологий и
фрактальной обработки сигналов, Университет Цзинань;
Российская Федерация, Москва; Китай, Гуанчжоу; potapov@cplire.ru*

Аннотация. Рассмотрены некоторые составляющие ранее введенной автором парадигмы «Многопрофильное радио». Расширение концепции орбитального углового момента с оптических до микроволновых частот побудило исследовать излучение ненулевого орбитального углового момента электромагнитного поля. Электромагнитные волны, несущие орбитальный угловой момент, представляют большой интерес и открывают возможности для будущих прорывов в области радио. Анализируется недавний прогресс в технологиях оптических скирмионов.

Ключевые слова: многопрофильное радио, орбитальный угловой момент, скирмионы, вихревая электромагнитная волна, метаповерхность, фрактал, 6G, MIMO, mMIMO.

**VORTEX ELECTROMAGNETIC WAVES WITH ORBITAL ANGULAR
MOMENTUM AND OPTICAL SKYRMIONS IN THE CONTEXT
OF THE AUTHOR'S PARADIGM "MULTI-PROFILE RADIO"**

A.A. Potapov

*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,
Russian Federation, Moscow; People's Republic of China, Guangzhou; potapov@cplire.ru*

Abstract. Some components of the previously introduced author's paradigm of "Multi-Profile Radio" are considered. The extension of the concept of orbital angular momentum from optical to microwave frequencies prompted the study of the radiation of non-zero orbital angular momentum of the electromagnetic field. Electromagnetic waves carrying orbital angular momentum are of great interest and open up opportunities for future breakthroughs in the field of radio. Recent progress in optical skyrmions technologies is analyzed.

Keywords: multi-profile radio, orbital angular momentum, skyrmions, vortex electromagnetic wave, metasurface, fractal, 6G, MIMO, mMIMO.

*К 130-летию со дня изобретения
радио А.С. Поповым*

Введение

Концепция «Многопрофильное радио» была предложена автором в 2024 г. Эта концепция основана на принципиально новом подходе к совместному использованию физических свойств электромагнитных волн (ЭМВ) в широком диапазоне частот и универсальности топологии фрактальных множеств [1-5]. Замысел нашего научного исследования состоял в современном приложении топологии и теории размерности в открытых множествах задач радиофизики и радиотехники, вдохновленных современной физикой и фотоникой.

В качестве первого примера сошлемся на статью [6], в которой разработана имитационная модель формирования портретов сложных радиолокационных объектов с учетом их пространственной конфигурации, используемых в конструкции материалов и покрытий, эффектов зеркально-диффузного рассеяния ЭМВ и вторичной доплеровской модуляции отраженного сигнала, позволяющая исследовать возможности и устойчивые признаки обнаружения и распознавания таких сложных объектов, в том числе и фрактальных. В качестве второго примера - наноразмерные покрытия с фрактальной топологией, которые имеют значительную применимость благодаря своим уникальным свойствам (совместно с ЛЭТИ) [7]. Формирование фрактальных наноразмерных покрытий является не только фундаментальной научной задачей, но и имеет множество важных технологических приложений, так как свойства этих покрытий будут отличаться от свойств покрытий, синтезированных более традиционными методами. В [7] представлены результаты синтеза покрытий с фрактальной топологией с использованием электродугового осаждения вещества из аномальной плазмы тлеющего разряда на затравку с предварительно полученной фрактальной топологией. Авторы [7] предлагают в дальнейшем провести дополнительные экспериментальные исследования, результаты которых позволят выбрать подходящие параметры затравки и ее расположение для достижения контролируемого роста на покрытии самоорганизующихся упорядоченных структур, которые будут соответствовать принципам групповой обработки и могут быть применены для получения элементов электронной техники. В качестве третьего примера - вычислительные и интеллектуальные метаповерхности (МП) и/или реконфигурируемые интеллектуальные поверхности (*reconfigurable intelligent surfaces - RIS*), в которых корень многих увлекательных топологических явлений в физике и экзотических манипуляций с волнами [8-13].

Цель данной работы – кратко рассмотреть и расширить некоторые составляющие ранее введенной автором парадигмы «Многопрофильного радио», непосредственно связанные с вихревыми ЭМВ и *оптическими скирмионами*, которые представляют собой *топологические квазичастицы с нетривиальными электромагнитными текстурами*, обладающими фрактальными и текстурными характеристиками.

Вихревые электромагнитные волны

ЭМВ переносят как энергию, так и импульс, где импульс состоит из линейного импульса и углового импульса. В частности, угловой импульс имеет аддитивную составляющую, связанную с поляризацией, *спиновый угловой момент* (*spin angular momentum - SAM*), и еще одну, связанную с пространственным распределением, которая называется *орбитальным угловым моментом* (*orbital angular momentum - OAM*) [14-18]. Соотношение между SAM и OAM можно объяснить, обратившись к модели вращения электрона вокруг ядра: импульс, создаваемый круговым движением электронов вокруг ядра, эквивалентен OAM, а импульс, генерируемый спином электронов, эквивалентен SAM.

В 1992 г. впервые объединили концепцию OAM с идеей *оптического вихря* [19]: в оптическом вихре плоскости постоянной фазы электрических и магнитных векторных полей образуют штопор или геликоид (винтовую поверхность), движущийся в направлении распространения. Вихрь характеризуется числом, называемым *топологическим зарядом* (*TZ*) l , указывающим количество поворотов, которые свет совершает за одну длину волны. Тогда фазовая структура предложенных вихревых пучков равна $\exp(il\phi)$ - *гильбертов фактор*, ϕ - азимутальный угол. Чем больше количество поворотов, тем быстрее вращается свет вокруг оси. ЭМВ, несущие OAM, называются вихревыми ЭМВ (рисунок 1 [14]).

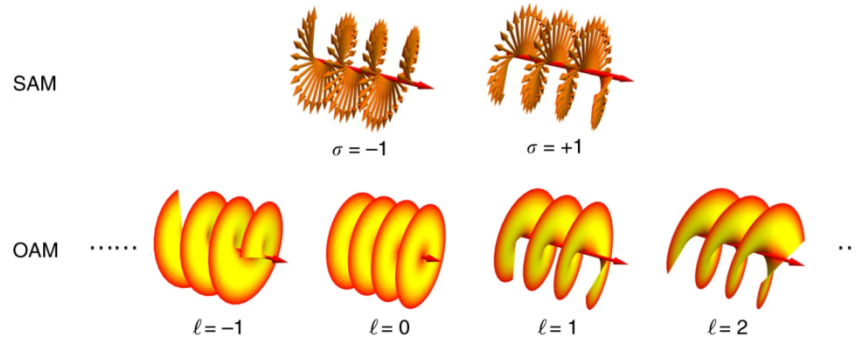


Рис. 1. Фазовые распределения для различных собственных состояний OAM и поляризации (правая и левая круговая поляризация) для двух собственных состояний SAM; параметр спиральности, т. е. степень круговой поляризации, $\sigma = +1(-1)$ и 0 соответствуют левому (правому) круговому поляризованному свету и линейно поляризованному свету соответственно [14]

OAM является фундаментальной характеристикой ЭМВ на всех частотах. Он не ограничивается оптическим диапазоном и может генерироваться также в радиодиапазоне. Являясь независимым физическим ресурсом в ЭМВ, OAM может обеспечить новое измерение в беспроводных коммуникациях, которые служат потенциальными ключевыми технологиями для мобильной связи 6G, MIMO и mMIMO. Заметим, что даже один фотон может переносить OAM. Для светового луча вращающаяся поляризация приводит к SAM, а вращающийся волновой фронт — к OAM.

Технологии управления оптическими волнами, использующие физические свойства световых волн [14] (см. например рисунок 2), могут быть применимы и для манипулирования радиоволнами. Как правило, TЗ вихревого луча является целым числом или дробью, причем последняя называется *дробным вихревым лучом (FVB)*. Оптические вихри целочисленного порядка с различными TЗ по своей природе ортогональны друг другу, что обеспечивает дополнительные степени свободы в оптической связи, а сочетание ее с длиной волны, поляризацией и пространственным положением может еще больше повысить коммуникационную способность [20].

В последние годы было продемонстрировано, что системы связи на основе FVB улучшают как пропускную способность, так и скорость передачи информации, вызывая все больший интерес. Экспериментальные результаты показывают, что предложенный в [20] метод позволяет обнаруживать в режиме реального времени дробные вихри со значениями TЗ в диапазоне от -6 до 6 . Минимальный различимый интервал между соседними модами составляет $0,01$, ошибка обнаружения составляет менее $0,005$.

Дорожная карта развития оптических вихрей

На протяжении всей дорожной карты, изображенной на рисунке 2, мы можем разделить 30-летнее развитие на три этапа: первые 10 лет, этап фундаментальных теорий; второй, этап разработки приложения; и третье, этап технологического прорыва [14].

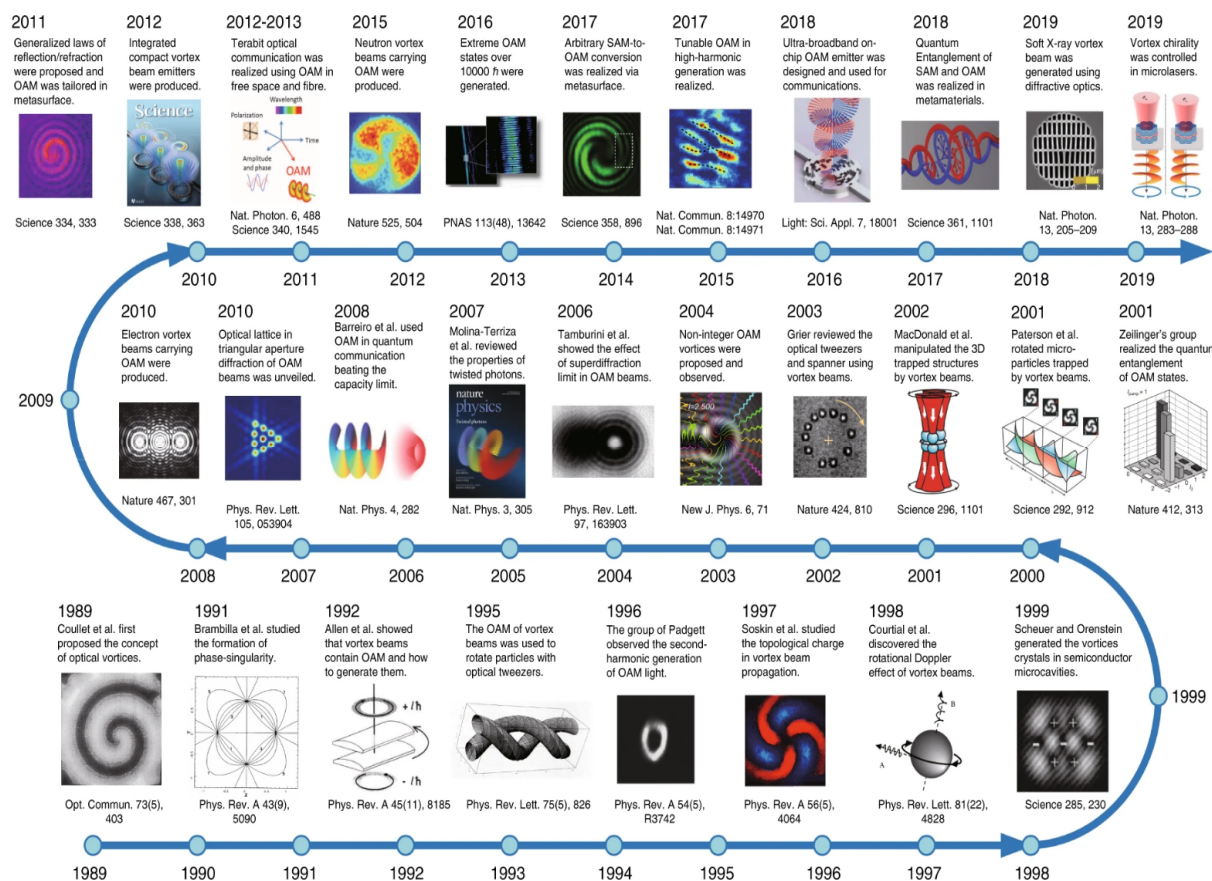


Рис. 2. Дорожная карта 30-летнего развития оптических вихрей с 1989 по 2019 год, включая значительные теоретические и технические прорывы с соответствующими ссылками [14]

За последнее десятилетие вихревые приложения и приложения OAM совершили множество прорывов [14]. На сегодняшний день оптические вихри принесли множество инноваций в различных областях науки и техники [14-18].

Сингулярность и топологический заряд

В отличие от плоских волн, оптические вихри обладают фазовыми сингулярностями и спиральными волновыми фронтами. Характерные свойства вихрей в основном связаны с топологической фазовой структурой [14]. В начале 1970-х годов, до того, как оптические вихри были впервые обнаружены, топологическая структура в волновой фазе уже изучалась. Нуе J.F. и Berry M.V. [21] продемонстрировали, что волновые цепи с дислокациями могут вызывать вихревую структуру, где сингулярность определена из волнового уравнения, что заложило основу для изучения вихрей в воздухе, воде и даже световых волнах, подтолкнув открытие оптических вихрей. Заметим, что Berry M.V. имеет большие заслуги в теории дифракции на фракталах (см. мою статью [22]).

Чтобы понять глубокую топологию простым способом, мы можем обратиться к знакомому произведению искусства, демонстрирующему похожую структуру [14]. Картина Эшера «Восхождение и спуск» показывает невозможный сценарий, в котором лестницы поднимаются по часовой стрелке, но имеют бесшовное соединение со своим источником после кругового обхода, что является художественной реализацией Лестницы Пенроуза [23], как показано на рисунке 3. Эта структура невозможна в реальном пространстве, но возможна в фазовом пространстве. Если фазовый угол непрерывно увеличивается по часовой стрелке по замкнутому контуру от 0 до $2\pi l$ и возвращается к началу координат, где целое число l , как

сказано выше, обозначает ТЗ или *индексом моды*, то нулевой угол в точности равен $2\pi l$, образуя непрерывное распределение фазы вдоль замкнутой петли, похожее на топологию известной ленты Мёбиуса [24]. Центральное пятно замкнутой петли, в котором фаза не может быть определена, является фазовой сингулярностью. Опять заметим, что как мне лично рассказывал Р. Пенроуз при нашей встрече, он тоже занимался и весьма успешно теорией фракталов.

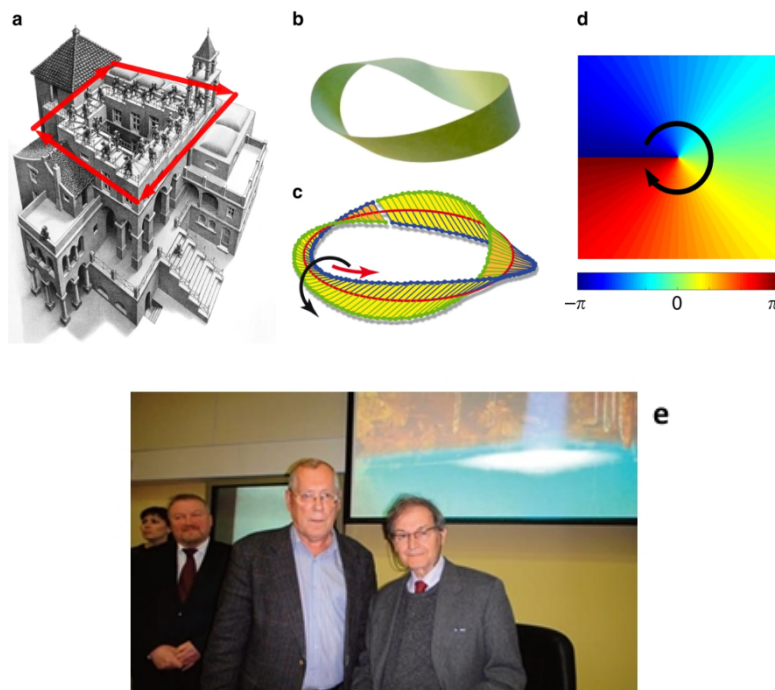


Рис. 3. а - Топологическая структура лестницы Пенроуза; b, c - лента Мёбиуса; d - фаза вихревого солитона изоморфна, т.е. физическая величина (смещение или угол) непрерывно увеличивается по замкнутому контуру и точно совпадает с началом координат после кругового пути [14]; e - Встреча и беседа автора с членом Лондонского королевского общества сэром Роджером Пенроузом (Oxford University) после его лекции «Красота и сила комплексных чисел и их роль в развитии твисторной теории», 2013 г. (Р. Пенроуз - лауреат Нобелевской премии по физике 2020) - Архив автора

Определение ТЗ сингулярности для распределения фазы φ дается следующим образом:

$$l = \frac{1}{2\pi} \times \oint_C \nabla \varphi(\vec{r}) dr, \quad (1)$$

где C - крошечная замкнутая петля, окружающая сингулярность.

Фазовая сингулярность с определенным ТЗ является представлением очень простого вихревого солитона, но действует как важный единичный элемент, поскольку более сложные гидродинамические вихри с хаосом, фракталами, аттракторами и турбулентностью можно рассматривать как комбинацию множества различных сингулярностей. Заметим, что существует множество морфологий нелучевого пространственного распределения оптических вихрей с фрактальностью сингулярностей.

ТГц системы коммуникации на основе множества лучей ОАМ

Терагерцовые лучи ОАМ обладают огромным потенциалом для решения проблемы нехватки пропускной способности в высокоскоростной беспроводной связи. Структурированные ЭМВ (рисунок 2), несущие ОАМ, исследуются в различных частотных режимах для повышения пропускной способности систем связи путем мультиплексирования нескольких

совместно распространяющихся ортогональных пучков ОАМ, т.е. мультиплексирование с разделением мод (mode-division multiplexing - MDM) [25]. При таком подходе множественные независимые несущие данные ОАМ-лучи могут быть эффективно мультиплексированы на передатчике, пространственно распространяться через одну и ту же среду и демultipлексироваться на приемнике, и все это с небольшими внутренними перекрестными помехами.

Как правило, пучки ОАМ могут характеризоваться (а) спиральным фазовым фронтом, который «закручивается» при распространении, (б) индексом моды l (т.е. значениями моды ОАМ), который представляет собой количество фазовых сдвигов 2π в азимутальном направлении, и (с) кольцеобразным профилем интенсивности с центральным нулем и растущим размером кольца – рисунок 4 [25].

Такой спиральный фазовый фронт можно описать как $\exp(il\phi)$, где ϕ - азимутальная координата. Кроме того, значение l (т. е. порядок ОАМ) представляет собой количество ОАМ, переносимое пучком, а положительный или отрицательный знак l соответствует направлению по часовой стрелке или против часовой стрелки фазовых спиралей соответственно. Луч ОАМ с ненулевым значением обычно имеет кольцевидный пространственный профиль интенсивности с центральным нулем, что обусловлено фазовой сингулярностью в таком спиральном фазовом профиле – рисунок 4.

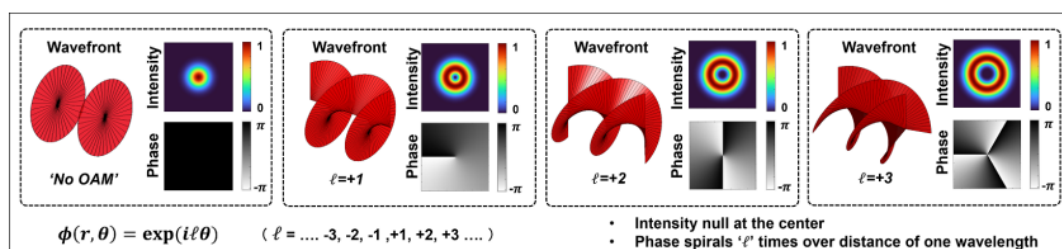


Рис. 4. Волновой фронт, интенсивность и фазовый профиль мод ОАМ с порядком ОАМ $l = 0, 1, 2$ и 3 .

Мода ОАМ с ненулевым порядком имеет спиральный волновой фронт и кольцеобразный профиль интенсивности. Луч ОАМ с большим l имеет большой кольцеобразный профиль интенсивности [25]

Пучки ОАМ являются подмножеством полного пучка Лагерра-Гаусса модального базиса $2D (LG_{l,p})$, который имеет два модальных индекса: (i) l представляет собой число 2π фазовых сдвигов в азимутальном направлении, что является порядком ОАМ, и (ii) $p + 1$ представляет количество колец концентрической интенсивности (рисунок 5 [25]). Теоретически, моды $2D$ LG с различными значениями l и/или p ортогональны друг другу и образуют базисный набор $2D$ пространственных мод. В общем, структурированный пучок можно разложить на различные моды LG, каждая из которых имеет различный комплексный коэффициент. Коэффициенты мод LG могут образовывать комплексный модальный спектр $2D$ LG, где каждый коэффициент содержит как пространственную амплитудную, так и фазовую информацию. $2D$ набор LG-мод также может быть использован для MDM системы. По сравнению с MDM-системой, использующей $1D$ модальный базисный набор ОАМ (т. е. MDM-системы, использующие пучки ОАМ с изменяющимися только значениями l), использование $2D$ набора мод (т. е. использование пучков LG с изменяющимися как значениями l , так и p) может потенциально обеспечить больший набор ортогональных пучков и каналов данных для мультиплексирования.

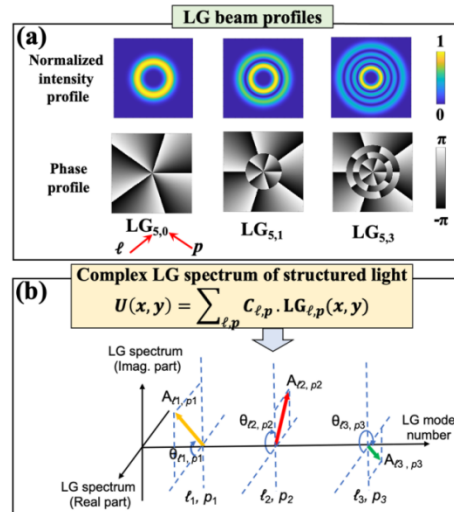


Рис. 5. (а) Интенсивность и фазовые профили пучков LG с различными парами индексов (l, p) .
 (б) Пространственно структурированный пучок может быть разложен на набор ортогональных LG-мод. Комплексные коэффициенты модальных компонентов могут образовывать LG-модальный спектр [25]

Пучки с ОАМ интенсивно исследуются для улучшения характеристик коммуникационных и информационных систем. В отличие от поляризации, базис ОАМ не ограничивается двумя ортогональными состояниями, а все состояния с отличающимися значением ОАМ ортогональны друг другу (ОАМ имеет неограниченное количество ортогональных состояний). Последнее открывает возможность передачи большого объема информации, что позволяет значительно увеличить пропускную способность канала передачи данных.

Как показано на рисунке 6 [26] и рисунке 7 [25], в системе MDM на основе ОАМ N лучей ОАМ с различными порядками используются для переноса N различных независимых потоков данных. Несущие данные ОАМ-лучи пространственно мультиплексируются и одновременно распространяются в одной и той же пространственной среде между одной парой апертур передатчика/приемника. На приемнике различные каналы передачи данных могут быть эффективно демультиплексированы с небольшими внутренними перекрестными помехами. В результате емкость данных и спектральная эффективность системы (бит/с/Гц) могут быть умножены на коэффициент N . Кроме того, мультиплексирование ОАМ в целом совместимо с другими методами мультиплексирования, например, PDM (polarization-division-multiplexing - поляризационное разделение-мультиплексирование) и мультиплексированием с разделением по длине волны/частоте (WDM/FDM). Таким образом, в системе PDM или WDM/FDM несколько ортогональных пучков ОАМ, несущих данные, могут быть расположены на каждой поляризации или длине волны/частоте, что еще больше увеличивает спектральную эффективность и емкость данных. Отметим, что ОАМ также может быть использован для систем кодирования, в которых различные лучи ОАМ передаются, как разные биты данных в дискретных временных окнах. Системные ухудшения для ТГц-коммуникаций на основе ОАМ с учетом расходимости пучка и искажения атмосферной турбулентности представлены в [4, 5, 25].

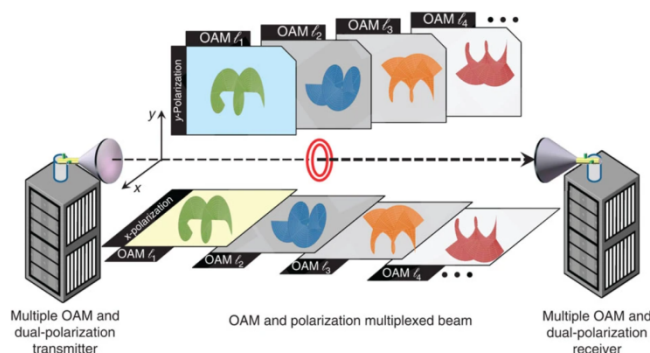


Рис. 6. Концепция использования ОАМ и поляризационного мультиплексирования в коммуникациях: несколько лучей ОАМ коаксиально передаются между одной парой апертур [26]

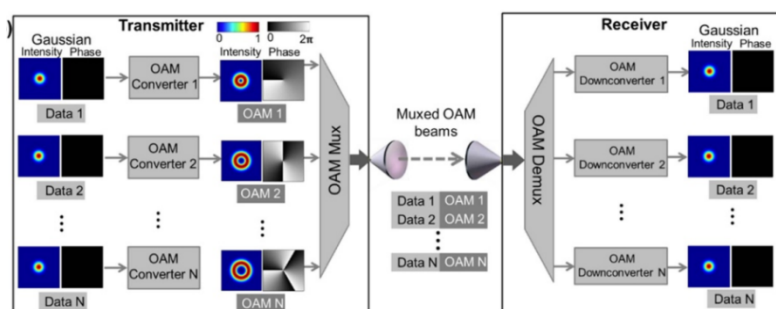


Рис. 7. Концепция систем связи MDM на базе ОАМ: каждый ортогональный луч ОАМ несет независимый поток данных, тем самым умножая емкость данных на число мультиплексированных лучей [25]

ТГц системы с использованием мультиплексирования ОАМ

На рисунке 8а [27] показана концептуальная схема генерации, передачи и обнаружения канала ТГц-данных, переносимого одним лучом ОАМ. В передатчике (Тх) канал передачи данных сначала генерируется в оптической области путем модуляции лазера с непрерывной волной (continuous wave - CW) (лазер 1), а затем преобразуется в терагерцовую область путем фотосмешивания с другим лазером непрерывного излучения со смещением частоты (лазер 2) в фотодиоде (photodiode – PD).

Несущая частота f_{THz} генерируемого ТГц-канала передачи данных определяется разнесением частот Δf между двумя лазерами ($f_{THz} = \Delta f$). Изменяя параметр Δf , несущая частота терагерцового пучка может быть гибко и широко настроена. Такой подход, основанный на фотонике, выбран в схеме, потому что (i) он обеспечивает высокоскоростную амплитудную и фазовую модуляцию (например, квадратурная амплитудная модуляция - quadrature amplitude modulation - QAM) с высокой спектральной эффективностью, (ii) гибкая настройка несущей частоты облегчает исследования характеристик системы в полосе пропускания; (iii) кроме того, еще одной уникальной особенностью подхода, основанного на фотонике, является его возможность легко обеспечить передачу на многочастотных носителях путем добавления оптических лазерных линий.

После фотосмешивания сгенерированный несущий данные ТГц гауссов пучок ($l = 0$) передается в свободное пространство с помощью антенны. Пучок ТГц-ОАМ с определенным порядком ОАМ ($l = l_1$) генерируется путем распространения гауссова пучка ТГц через спиральную фазовую пластину (spiral phase plate - SPP), которая придает необходимый пространственный спиральный фазовый фронт для преобразования входящего гауссова пучка в пучок ОАМ l с заданной периодичностью f_{SPP} . SPP определяется ее толщиной h , как показа-

но в уравнении (2), которая изменяется по азимутальному отношению в соответствии с соотношением

$$h(\varphi) = \left(\frac{\varphi}{2\pi}\right) l \frac{c}{(n-1)f_{SPP}}, \quad (2)$$

где φ - азимутальный угол изменяется от 0 до 2π , c - скорость волны ТГц в вакууме (и приблизительно также в воздухе), n - показатель преломления пластины.

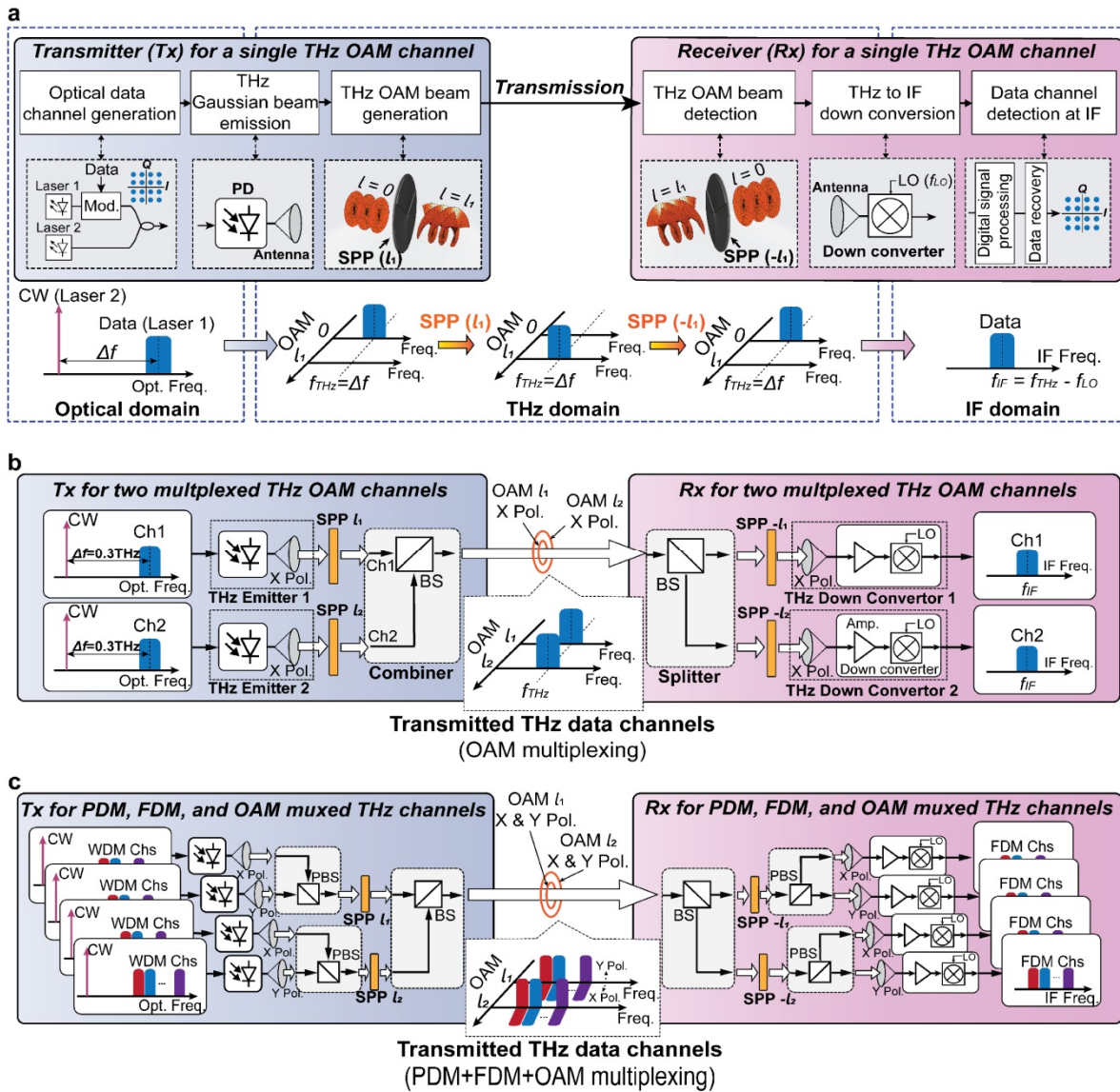


Рис. 8. Схематический обзор ТГц каналов связи с использованием мультиплексирования OAM.

Генерация, передача и обнаружение ТГц OAM-луча, несущего данные, в различных частотных областях. (b) Принципиальная схема мультиплексированной линии связи ТГц OAM с использованием двух лучей OAM, каждый из которых несет независимый канал данных. (c) Схематическая диаграмма ТГц линии связи, объединяющей мультиплексирование PDM, FDM и OAM [27]

Желаемый спиральный фазовый фронт (т.е. $\exp(il_1\varphi)$) может быть введен в наш входящий ТГц-луч, когда $l = l_1$ и $f_{THz} = f_{SPP}$ SPP. На приемнике (Rx) для восстановления луча OAM используется обратная SPP с определенным состоянием ($-l_1$) используется для удаления азимутального фазового члена $\exp(il_1\varphi)$ луча OAM, преобразуя его обратно в гауссоподобный

добный пучок ($l = 0$) с планарным фазовым фронтом. Отметим, что «гауссов» пучок с обратным преобразованием состоит не только из фундаментальной гауссовой моды, но и из ряда LG-мод меньшей мощности с ненулевыми радиальными модальными индексами ($p \neq 0$). В качестве фундаментальной моды в модальном базисе LG, гауссова мода ($l = 0, p = 0$) имеет гауссово пространственное распределение интенсивности и планарный фазовый фронт, который несет нулевое количество ОАМ.

Преобразованный гауссов луч в высокой степени согласован по модам с антенной приемника и, таким образом, эффективно связан с приемником. Для входящих лучей ОАМ различных индексов, например, $l_2 \neq l_1$, преобразованный луч по-прежнему будет нести ОАМ, имея спиральную фазу, пропорциональную $\exp[i(l_2 - l_1)\varphi]$, в результате чего луч плохо согласован с антенной приемника, что приводит к пренебрежимо малому выходному сигналу (перекрестные помехи). Затем принятый канал передачи данных преобразуется в сторону понижения частоты от несущей частоты ТГц f_{THz} к более низкой промежуточной частоте (IF) ($f_{IF} = f_{THz} - f_{LQ}$) преобразователем частоты с понижением частоты, приводимым в действие гетеродином с частотой f_{LQ} . Наконец, принятый сигнал IF обрабатывается с использованием автономной цифровой обработки сигнала (digital signal processing - DSP) для восстановления данных.

Основываясь на этой концепции генерации, передачи и детектирования для одного канала передачи данных ТГц ОАМ, в [27] предложена схема системы для мультиплексированной линии связи ТГц ОАМ с использованием двух лучей ОАМ, как показано на рисунке 8b. На передатчике два терагерцовых излучателя генерируют и излучают два ТГц гауссова луча, каждый из которых имеет независимый канал передачи данных (Ch1 или Ch2) на одной и той же несущей частоте $f_{THz} = 0,3$ ТГц. В частности, использовался ТГц-излучатель на основе PIN-PD со встроенной кремниевой линзой для генерации каждого терагерцового канала на одной линейной поляризации.

Два луча ТГц ОАМ с разными порядками ОАМ (l_1 и l_2) генерируются SPP с соответствующими конструкциями, а затем пространственно мультиплексируются с помощью ТГц-делителя луча (beamsplitter - BS) и коаксиально распространяются вместе в направлении Rx. Прежде чем достичь антенн Rx, принимаемые лучи ОАМ разбиваются на две копии, где каждая копия демultipлексируется по модам и преобразуется в гауссоподобный луч с помощью SPP с конструкцией, обратной по отношению к конструкции генерирующей SPP.

Кроме того, можно одновременно передавать больше каналов данных путем объединения мультиплексирования PDM, FDM и ОАМ в ТГц линии, как показано на рисунке 8c [27]. На передатчике, ТГц-FDM-каналы, расположенные в спектральной окрестности 0,3 ТГц, сначала генерируются путем смешивания оптических каналов данных с мультиплексированием по длине волны (wavelength-division multiplexed - WDM) с непрерывным лазером в ТГц-излучателе на основе PIN-PD.

Поскольку разнесение частот между каждым каналом WDM и непрерывным лазером различно, каждый канал WDM независимо преобразуется в другую несущую частоту ТГц. Затем PDM достигается путем объединения двух терагерцовых пучков с модуляцией FDM и различной линейной поляризацией с использованием двух расщепителей терагерцового поляризационного пучка (polarization beam splitters - PBS). После FDM и PDM применяют две SPP, рассчитанных на 0,3 ТГц, для преобразования двух многочастотных выходов с двойной поляризацией в пучки ОАМ. Наконец, мультиплексирование ОАМ снова выполняется с помощью терагерцовой BS. На Rx принимаемые пучки ОАМ демultipлексируются по модам с использованием сопряженных SPP, и каждый преобразованный гауссоподобный луч демultipлексируется с помощью PBS. После преобразования с понижением частоты до об-

ласти IF каналы FDM разделяются посредством цифровой фильтрации с использованием DSP. При наличии только двух ТГц-излучателей мультиплексирование OAM достигается путем разделения мощности частотно- и поляризационно-мультиплексированных каналов и их декорреляции для двух режимов OAM в экспериментах.

Передача на основе OAM информации по турбулентному каналу на 143 км

В [28] представлены результаты уникального эксперимента (2016 г.), в котором исследуют поведение пространственных мод OAM после расстояния 143 км. С помощью искусственной нейронной сети выделены разные модовые суперпозиции до третьего порядка с точностью более 80%. Было проверено влияние атмосферной турбулентности на 143-километровую линию связи OAM в свободном пространстве между двумя Канарскими островами Ла-Пальмой и Тенерифе - рисунок 9 [28].

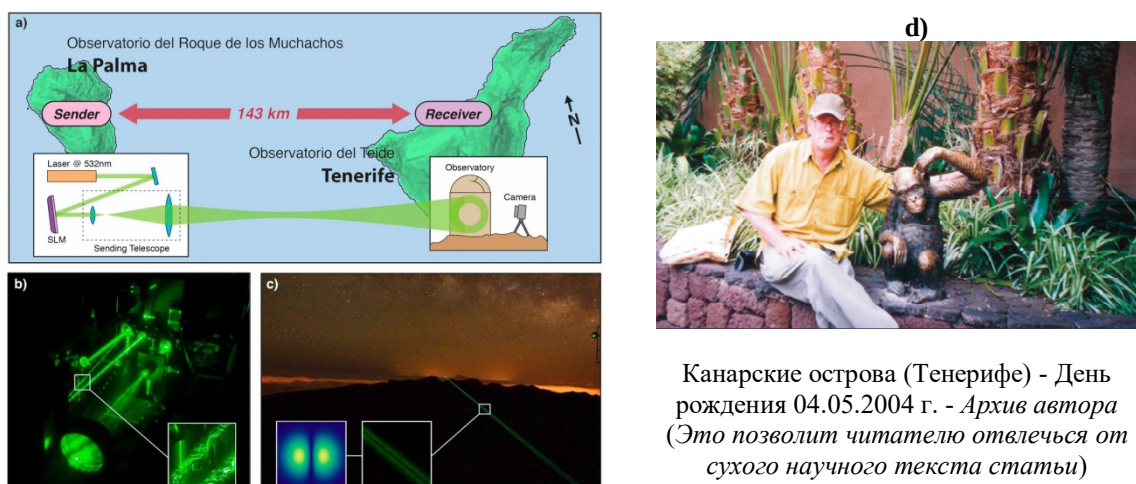


Рис. 9. (а) Эскиз экспериментальной установки [28]. Передатчик расположен на крыше телескопа Якобуса Каптейна на острове Ла-Пальма и состоит из лазера мощностью 60 мВт с длиной волны 532 нм, модулированной SLM. Различные фазовые голограммы на SLM кодируют различные пространственные моды. Моды увеличиваются с помощью передающего телескопа и направляются на расстояние более 143 км к приемнику на острове Тенерифе. (б) Фотография отправителя, сделанная в чрезвычайно неспокойных условиях на острове Ла-Пальма. На направляющей линзе видно $l = \pm 1$. Режимы, отправленные в этих условиях, не были различимы на приемнике. (с) Фотография с длительной экспозицией, показывающая суперпозицию OAM $l = \pm 1$. (Вставки) Обратите внимание, что хорошо видна двухлепестковая модальная структура пучка. Для сравнения приведен теоретический график сечения суперпозиции мод. (d) Архив автора

В эксперименте использовалась параксиальная аппроксимация полного электромагнитного поля, что приводит к скалярным решениям для световых пучков. Строгое рассмотрение пространственных мод с точным представлением полных электромагнитных векторных полей проведено в [29]. Решение уравнения параксиальной волны определяет поперечную структуру светового луча и те ортогональные моды, которые мы называем (поперечными) пространственными модами. Решением являются моды света Лагерра-Гаусса LG, которые характеризуются спиральным фазовым распределением $\exp(il\phi)$. Во всех экспериментах радиальное число мод равно нулю. Для кодирования информации используются суперпозиции мод OAM $l = \pm 1, \pm 2$ и ± 3 с разными относительными фазами. Относительные фазы приводят к вращению структуры мод, что позволяет различать эти моды по их интенсивности.

Для характеристики качества принимаемой моды велась регистрация изображений распределения интенсивности, наблюдаемых на белой стене телескопа *Observatorio del Teide*,

и их анализ с помощью алгоритма распознавания образов на основе искусственной нейронной сети - рисунок 9.

Равновзвешенные суперпозиции LG-мод с противоположным OAM могут быть записаны как

$$LG_{\pm l}^{\alpha}(r, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{2}} [LG_{+l}(r, \varphi) + e^{i\alpha} LG_{-l}(r, \varphi)]. \quad (3)$$

В (3) α обозначает относительную фазу между двумя модами. Поперечная фаза радиально однородна и имеет $2l$ скачков фазы на π в азимутальном направлении, что приводит к $2l$ максимумам и минимумам, расположенным симметрично в кольце. Фаза α напрямую связана с угловым положением структуры $\gamma = (360^\circ / 2\pi)(\alpha / 2l)$. Следовательно, простое определение углового положения, например, путем записи структуры интенсивности, может быть использовано для выявления относительной фазы в классических и даже в квантовых экспериментах.

На передающей станции на острове Ла-Пальма для кодирования световых мод и их суперпозиций использовался зеленый лазер с длиной волны 532 нм и мощностью 60 мВт. Лазер модулировался фазовым пространственным модулятором света (SLM), который запечатлевал пространственные моды на луче голограммами без амплитудной модуляции. Затем пучок был увеличен телескопом до диаметра ~ 4 см и передан высококачественной линзой с $f = 28$ см через 143 км свободного пространства на остров Тенерифе, где находился приемник. В вакууме диаметр пучка, как ожидается, составит примерно 1,3 м, тогда как мы наблюдаем значительно большие пучки из-за рассеивания пучка, вносимого атмосферой.

На приемнике на Тенерифе структура мод наблюдалась на белой стене обсерватории (диаметром примерно 11 м) и регистрировалась камерой Nikon D3S с различным временем экспозиции. На рисунке 9b показана передающая установка в условиях очень сильной турбулентности на Ла-Пальме. Вихри и вихри, образованные каплями водяного пара в воздухе, хорошо видны на рисунке 9b (вставка). Фотография с длительной экспозицией на рисунке 9c была сделана в гораздо лучших атмосферных условиях и показывает суперпозицию $l = \pm 1$. Вставки показывают, что двухлепестковая структура моды хорошо видна в проходящем луче. В качестве финального теста качества передачи было закодировано и передано короткое сообщение («Hello World!») на модах $l = \pm 1$ с четырьмя различными относительными фазами, соответствующими $\Delta\alpha = \pi/2$ (рисунок 10 [28]).

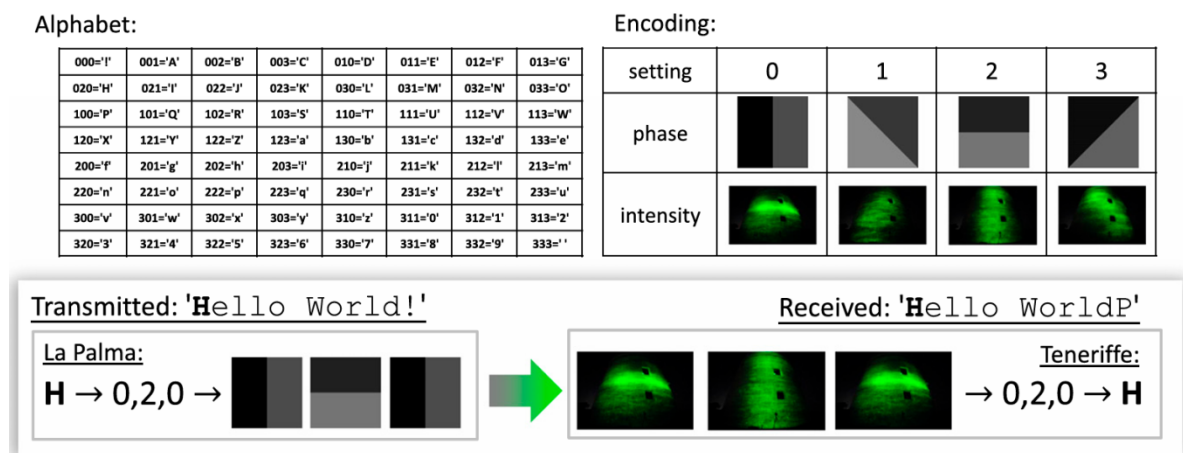


Рис. 10. Кодирование и декодирование короткого сообщения с OAM световыми суперпозициями (подробности в тексте статьи) [28]

Сообщение «Hello World!» отправляется по буквам. Каждая буква кодируется в три $l = \pm 1$ суперпозиции с четырьмя различными относительными настройками фазы [28]. Например, буква «Н» кодируется как 0, 2 и 0. Таким образом, каждая мода соответствует 2 битам информации. После 143 км передачи моды регистрируются и характеризуются с помощью искусственной нейронной сети. Тот же алфавит используется для декодирования буквы из суперпозиций мод. Окончательное записанное сообщение - «Hello WorldP». Последняя буква - «P» (которая кодируется как 1,0,0) вместо «!» (которая кодируется как 0,0,0). Эта ошибка возникает из-за одной неправильно обнаруженной моды. Ошибка на букву составляет 8,33% (1 из 12 букв неверна), ошибка на бит составляет 1,4% (1 из 72 бит неправильный). Отдельные моды были определены правильно с вероятностью 76,3%.

В течение периода наблюдения параметр Фрида варьировался от 0,4 до 1,3 см, что согласуется с измерениями за более ранние годы [28] и демонстрирует сильную турбулентность. Измерения проводились в течение 10 ночей подряд. Обнаружено, что модальная структура может быть достаточно хорошо различима даже без использования какой-либо адаптивной оптики, корректирующей эффекты атмосферной турбулентности.

Авторская парадигма «Многопрофильное радио»

В таблице показаны физические свойства ЭМВ и возможности фрактальной топологии [1-5, 12, 13], а также их совместное потенциальное использование с точки зрения **многопрофильного** или **многообразного радио**, а также НИИ и ВУЗы, с которыми работал автор.

Читателю статьи следует учесть, что содержание данной таблицы значительно расширилось по сравнению с [2, 4, 5] после обстоятельных бесед и переписок с коллегами и учениками и уже достаточно прочно утвердилось в научной среде, что и побудило автора поместить ее (Таблицу) в данной статье.

Таблица. Физические свойства ЭМВ вкпе с фрактальной топологией и их использование для многопрофильного радио [1-5, 12, 13].

| Физические свойства / направления | Применение | Примечание |
|--|--|---|
| ТТФО сигналов и полей (учет эрмитарности (памяти), негауссовости и скейлинга), фрактальное кодирование (НАЧАЛО - XX в.) | ЭМВ и акустика, РЛС, радиометрия, БПЛА, РСА, машиноведение, материаловедение, нанотехнологии, медицина, биология, зондирование, связь, экономика, логистика, динамический хаос, большие данные | ИРЭ АН СССР, ИРЭ РАН, - А.А. Потапов |
| Неэнергетические текстурные и фрактальные обнаружители сверхслабых сигналов (размерность D , показатели Херста и Гельдера, лакуарность, стохастический авторегрессионный синтез и т.д.) | Новые размерностные и топологические (а не энергетические!) признаки или инварианты (сигнатуры), топология выборки, нечеткие множества, искусственный интеллект | НАЧАЛО - 1979 г. и так далее в БУДУЩЕЕ , ИРЭ АН СССР, ИРЭ РАН, - А.А. Потапов |
| Распространение и дифракция волн во фрактальных и турбулентных средах, теория катастроф в волновой физике, стохастические уравнения с дробными операторами, интеграл Фейнмана по траекториям, асимптотики и т.п. | Рассеяние волн фрактальной поверхностью (функции когерентности, спеклы, вариации ЭПР, индикатрисы, странные аттракторы, время предсказания), фрактальные флуктуации волн (тропосфера, ионосфера – эльфы, джеты, спрайты), солитоны | ИРЭ АН СССР, ИРЭ РАН, Технион (Хайфа), ВНИИОФИ, - А.А. Потапов |

| | | |
|--|---|--|
| Фрактальные антенны, хиральные среды, антенные решетки для ММО, фрактальные лабиринты, экраны из метаматериала для развязки антенн [30] | Широкополосность или многодиапазонность, вариации ЭПР, рост фрактальных структур и границ, оригами и т.п. | ИРЭ РАН, ЦКБ «Алмаз», ВГУ, МФТИ, МИРЭА, ЛЭТИ, ПГУТИ, ННГУ, НГТУ, - А.А. Потапов |
| Фрактальные элементы, датчики, селективные и поглощающие материалы, устройства и системы | Фрактальный генератор, фрактальные фильтры, новые материалы, мемристор, отрицательный конденсатор, фрактальные межфазные границы, магнитные фазовые переходы, мезопористые ферромагнитные материалы [31], регуляторы дробного порядка, МЭМС, наноразмерные покрытия с фрактальной топологией [7] и т.д. | ИРЭ РАН, МГТУ, МАМИ, ЛЭТИ, ИжГТУ, КАИ, ННГУ, ИМХ РАН, НГТУ, УГАТУ, ИПМА КБНЦ РАН, - А.А. Потапов |
| Фрактальные РЛС и фрактально-частотные ММО-системы | Многочастотная работа и др. режимы и варианты, нелинейная радиолокация | ИРЭ РАН, - А.А. Потапов |
| Фрактальные сигналы, помехи и степенные шумовые процессы | Простые и сложные сигналы, хаотические сигналы, H - сигналы, ФБД (fBm), фликкер-шум (доклад на семинаре С.М. Рытова по флуктуационным явлениям в ИФА РАН) | ИРЭ АН СССР, ИРЭ РАН, - А.А. Потапов |
| Фрактальная электродинамика и фрактальные импедансы, нелинейная электродинамика, хиральные наноструктуры на основе ДНК-оригами [32] | Уравнения Максвелла, волновое уравнение [33-36], фрактальный конденсатор, исследование дробных операторов и полей | ИРЭ АН СССР, ИРЭ РАН, МГУ, МФТИ, ПГУТИ, ДагГУ, ИПМА КБНЦ РАН, - А.А. Потапов |
| Фрактальное комплексирование и ФПС, формирование портретов сложных объектов [6] | Оптика, ММВ, СМВ, РЛИ, РСА. - <i>Патент</i> | ИРЭ АН СССР, ВВА ВВС, ИРЭ РАН, - А.А. Потапов |
| Фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация; активно-пассивная радиолокация; преобразование Радона в РЛС (<i>впервые в мире</i>) | Полные ансамбли текстурных и фрактальных признаков и кепстры, словари фрактальных признаков, впервые введенные автором. - <i>Патент</i> | ИРЭ РАН, ЦКБ «Алмаз» (пр. Радона в РЛС); (уравнение радиолокации для фрактальных целей), - А.А. Потапов |
| Фрактальный инжиниринг: фрактальная радиоэлектроника, фрактальная радиофизика, фрактальная радиотехника и т.д. | Все сделанное выше по фракталам и БУДУЩЕЕ | ИРЭ РАН, - А.А. Потапов |
| Теория игр, теория управления, фрактальная геометрия пространства-времени, фрактальные квантовые поля (дробные уравнения и операторы) | Дробные уравнения и операторы, дробные функции Грина, отрицательные фрактальные размерности Хаусдорфа-Коломбо D (теория) [37-41] и т.д. | ИРЭ РАН, Технион (Хайфа), ВНИИОФИ, - А.А. Потапов |
| Фотоника / радиофотоника и другие исследования; участие в разнообразных международных конференциях, выпуск высокорейтинговых статей и монографий [42] | Обработка сигналов и полей, метаповерхности, нулевое обратное рассеяние, мультиполи, управление рассеянием света, численное моделирование, поверочные эксперименты на СВЧ, искусственный интеллект, новые классы антенн, оптомеханика кремниевых волноводов и резонаторов и т.д. | ИРЭ РАН, Джинанский университет (Гуанчжоу, Китай) - Совместная китайско-российская лаборатория информационных технологий и фрактальной обработки сигналов (с 2011), - А.А. Потапов |

В Таблице: ТТФО – топологическая текстурно-фрактальная обработка, ФБД (fBm) – фрактальное (обобщенное) броуновское движение, ФПС – введенные авторами в [43] новые фрактально-поляризационные сигнатуры.

Модель Скирма

Среди зоопарка квазичастиц *скирмионы* занимают особое место. Термин «скирмион» ввел британский физик Тони Хилтон Роил Скирм (05.12.1922 – 25.06.1987) (Tony Skyrme) в 1962 году для интерпретации полученного им решения нелинейных уравнений в теории элементарных частиц [44]. Во время Второй мировой войны работал математиком в группе Р. Пайерлса, вместе с которым в 1943 переехал в США для участия в Манхэттенском проекте. Участник работ над диффузионной установкой для разделения изотопов и над расчетами для взрыва плутониевой бомбы с использованием табуляторов IBM с перфокартами.

В 1985 г. Королевское общество Великобритании наградило профессора Т.Х.Р. Скирма медалью Хьюза в знак признания его вклада в развитие теории ядра и элементарных частиц.

Тони Скирм оставил чрезвычайно яркий след в современной ядерной физике [45]. Главное его творение, которому он посвятил все свои помыслы, - модель барионов как топологических солитонов. Подход, предложенный Скирмом, опирался на глубокие *топологические идеи*, непривычные для физиков, чем, пожалуй, и объясняется тот факт, что более двух десятилетий это направление развивалось лишь самим Скирмом и немногочисленными его последователями.

Ситуация резко изменилась в начале 80-х гг., когда было установлено, что модель Скирма может рассматриваться как предельный случай квантовой хромодинамики, что инициировало повышенный интерес к модели.

Обиходным стал термин «*скирмион*», символизирующий образ протяженного бариона, рассматриваемого как топологический солитон, построенный из бозонов и обладающий фермионными свойствами.

Скирмионы

Скирмионы, топологически стабильные конфигурации трехкомпонентного векторного поля со сложными топологическими текстурами (и *обязательно обладающие фрактальными свойствами*), рассматривались во многих контекстах, включая атомную физику, конденсаты Бозе-Эйнштейна, жидкие кристаллы, магнитные материалы и т.д. [46].

Технология спинтроники привлекла значительный интерес и внимание, особенно из-за топологических спиновых текстур, известных как *магнитные скирмионы*. Они открыли новые направления в кодировании информации большой емкости и низкоэнергетической магнитной памяти. Магнитные скирмионы могут быть чрезвычайно малыми, с диаметром в нанометровом диапазоне, и вести себя как частицы, которые можно перемещать, создавать и аннигилировать [47-52]. Они состоят из нескольких десятков атомов и имеют ширину всего в несколько нанометров. Для сравнения, толщина человеческого волоса достигает 100 тыс. нм.

Магнитные скирмионы являются предметом интенсивных экспериментальных и теоретических исследований и имеют потенциальное технологическое применение в спинтронике. Несмотря на то, что ферромагнитные скирмионы комнатной температуры и их манипуляции с током были продемонстрированы, их скорость была ограничена примерно 100 м/с. Кроме того, их динамика нарушается эффектом Холла скирмиона, движением, поперечным направлением тока, вызванным топологическим зарядом скирмиона. В 2024 году было показано, что скирмионы в синтетических антиферромагнетиках могут перемещаться вдоль направления тока со скоростью до 900 м/с [52].

Это открывает новые захватывающие перспективы для разработки более производительных и менее энергоемких вычислительных устройств. Они также открывают многообещающие перспективы для разработки быстродействующих скирмионных устройств, включая энергонезависимую память, наномасштабные осцилляторы, булеву и нетрадиционную логику.

ку, в классе материалов, совместимых с полупроводниковой промышленностью и спинтронными устройствами.

Оптические скирмионы и другие топологические квазичастицы

Изучение оптических скирмионов все еще находится в периоде становления [53-55]. Среди неизученных вопросов исследование устойчивости к беспорядку, вызванной топологией, имеет существенное значение как с фундаментальной, так и с практической стороны.

В [55] численно генерируют оптические скирмионы в реальном пространстве с различными топологическими особенностями, предоставляя уникальную платформу для исследования надежности различных оптических скирмионов. Впервые наблюдается индуцированный беспорядком переход топологического состояния в семействе оптических скирмионов, состоящем из шести классов с различными числами скирмионов. Интересно, что оптические скирмионы, созданные из векторной голограммы, исключительно устойчивы к рассеянию в случайной среде, проливая свет на топологические фотонные устройства для генерации и манипулирования устойчивыми состояниями для приложений, включая визуализацию и связь.

В статье [56] рассмотрены последние достижения в области оптических скирмионов в рамках единой топологической структуры. Отталкиваясь от фундаментальных теорий и классификации скирмионных состояний, изложены генерация и топологическое управление различными видами скирмионов в эфемерных, структурированных и пространственно-временных оптических полях. Кроме того, выделены обобщенные классы оптических топологических квазичастиц, выходящих за рамки скирмионов, и очерчены новые приложения, будущие тенденции и открытые проблемы. Сложная векторная структура поля оптических квазичастиц с разнообразными топологическими характеристиками является важной особенностью современной спиновой оптики, визуализации, метрологии, оптических сил, структурированного света, а также топологических и квантовых технологий.

Физически скирмион представляет собой квазичастицу, несущую топологически защищенную векторную текстуру. Геометрически это топологически устойчивая конфигурация непрерывного векторного поля 3D, ограниченная конечным пространством, в однородной бесконечной среде, описывающая топологическое солитонное решение.

Далее, следуя [56], кратко представим параметрические сферические представления квазичастиц (рисунок 11) и топологическую классификацию квазичастиц (рисунок 12).

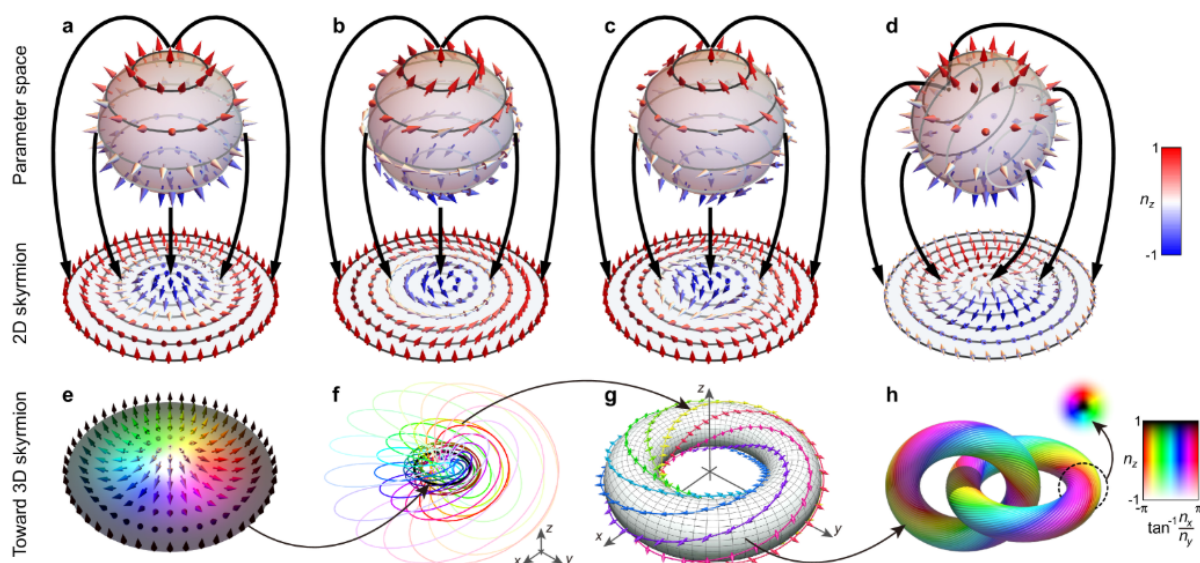


Рис. 11. Параметрические сферические представления квазичастиц [56] (пояснения ниже в тексте)

Топологическая текстура может быть построена векторным полем, выполняющим отображение из пространства параметров в реальное пространство, например, из 4D в 3D реальное пространство или из 3D в 2D реальное пространство, аналогично стереографической проекции. Различные топологические текстуры скирмионов могут быть достигнуты путем соответствующего расположения векторов на параметрической сфере или изменения способа их развертывания. Топологическое свойство скирмионной конфигурации характеризуется числом скирмиона s , а также дополнительными топологическими числами, такими, как полярность p , завихренность m и спиральность γ , как определено в [56]. Эти топологические числа определяют классификацию типов квазичастиц.

Пояснения к рисунку 11: (а) Скирмион типа Нееля ($s = 1, \gamma = 0$) с текстурой, похожей на текстуру ежа, может быть получена путем отображения векторов на сфере на ограниченную плоскость, начинающуюся от полюса; (b) Скирмион типа Блоха ($s = 1, \gamma = 1/2$) с вихревой текстурой; (c) Антискирмион ($s = -1$) с номером, противоположным скирмиону Нееля или Блоха; (d) Если начальная (центральная) точка развертки выбрана на экваторе, то получается бимерон ($s = 1$); (e, f) В дополнение к 2D скирмиону (e), в 3D могут быть сгенерированы и другие векторные текстуры, такие как хопфион, выполняющий расслоение Хопфа (f), где 2D скирмион (e) может быть найден в своем подпространстве; (g) Хопфион относится к 3D-спиновой текстуре с изоспиновыми линиями на поверхности вложенных торов (показан один тор); (h) Звено хопфиона (вставка показывает поперечное сечение хопфиона).

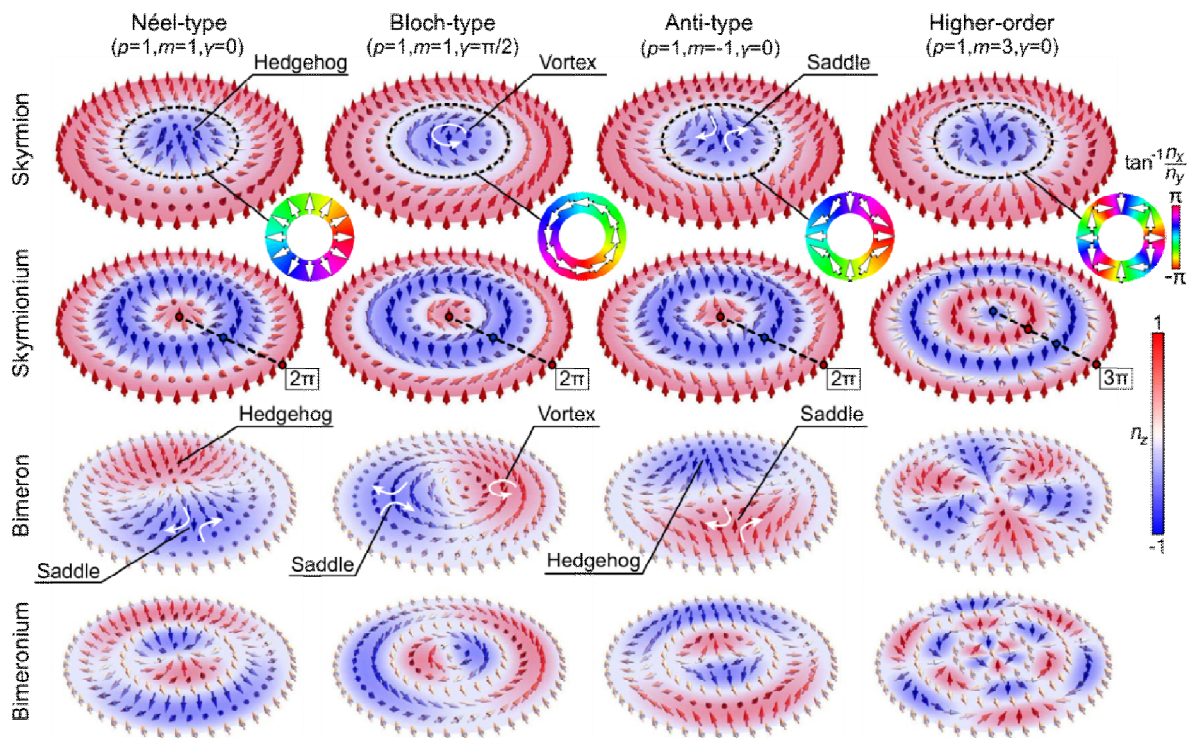


Рис. 12. Топологическая классификация квазичастиц [56] (пояснения ниже в тексте)

Пояснения к рисунку 12 (сверху вниз): Квазичастицы с классификациями скирмион, скирмионий, бимерон и бимероний. В каждом классе квазичастицы также классифицируются по различным топологическим текстурам как (слева направо) тип Нееля, тип Блоха, анти-тип и скирмионы более высокого порядка (третьего порядка). Также показаны топологические числа - полярность p , завихренность m и спиральность γ для каждого случая. Для скирмионов (верхний ряд) пунктирными линиями обозначено положение, в котором ориен-

тация поперечных векторных компонент отображается во вставках. Для скирмиония (второй ряд) пунктирные линии подчеркивают радиальное $k\ell$ - скручивание.

Описанная в [56] методология может служить руководством для будущих открытий новых типов топологических квазичастиц в физике в целом и в фотонике в частности.

Генерация оптических скирмионов

Физические представления 2D поверхности, или 3D пространства, или 4D пространства-времени могут быть использованы для получения различных видов оптических квазичастиц, выполняя соответствующее отображение (рисунок 13 [56]).

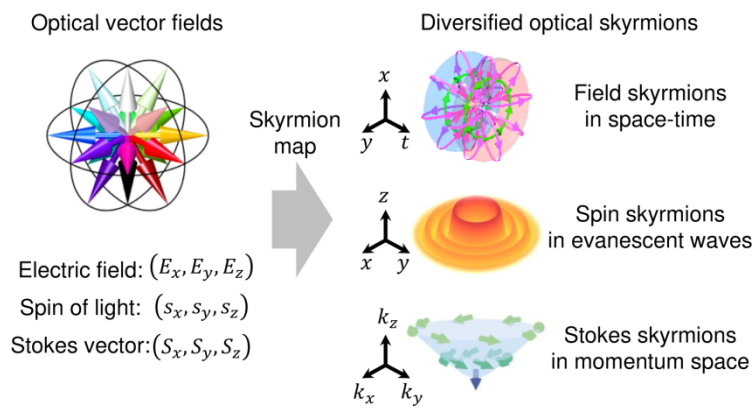
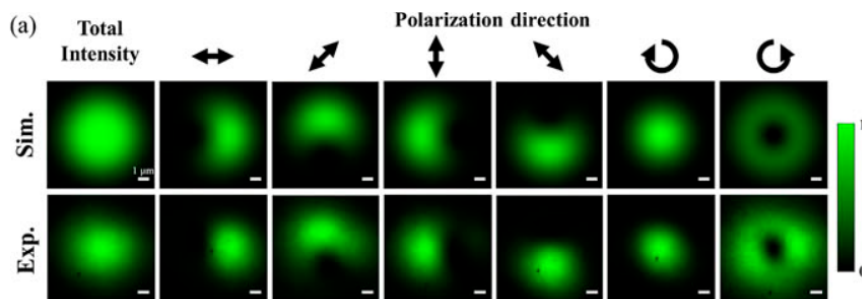


Рис. 13. Генерация оптических скирмионов [56]

Оптические скирмионы и другие квазичастицы могут быть сконструированы с различными трехмерными векторными полями. В оптике это, например, электрическое поле (E_x, E_y, E_z), SAM (s_x, s_y, s_z), поляризационный вектор Стокса (S_x, S_y, S_z), псевдоспин (k_x, k_y, k_z) и т.д.

Топологическая защита обеспечивается базовыми свойствами оптического поля и физической областью, где формируется квазичастица. Экспериментальное картирование скирмионов представляет собой сложную задачу из-за тонкой, трехмерной и сложной структуры их поляризационных распределений. Первая экспериментальная демонстрация прямого картирования топологически защищенных поляризационных текстур оптических Нель-, Блох- и антискирмионов на материал приведена в [46] - рисунок 14.



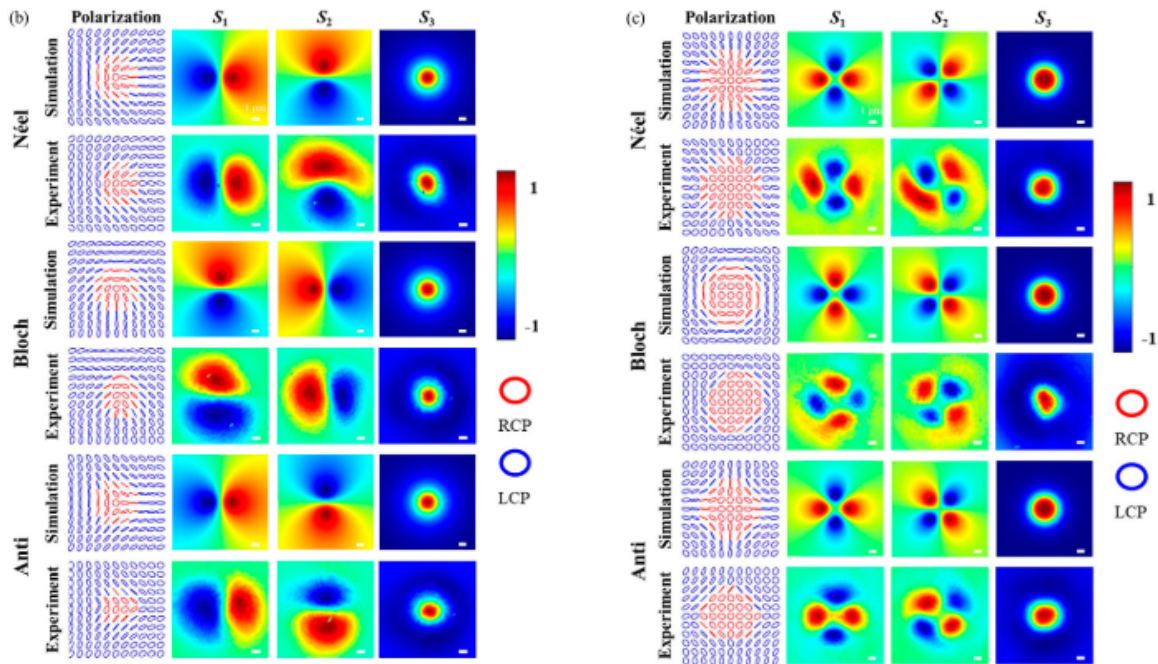


Рис. 14. (a) Моделируемые (вверху) и экспериментальные (внизу) линейно и кругово поляризованные компоненты генерируемых оптических скирмионов первого порядка типа Néel.
 (b) и (c) Пространственные профили моделируемых (вверху) и экспериментальных (снизу) поляризационных и векторов Стокса (S_1 , S_2 , S_3) сгенерированных оптических скирмионов, включая (b) оптические скирмионы первого порядка и (c) второго порядка [46]

На рисунке 14 черные стрелки обозначают направление поляризации (a), красные и синие круги - области правой и левой круговой поляризации (b, c). Белая линия представляет собой масштабную линейку $1 \mu\text{m}$. Электрическое поле оптических скирмионов, $S(x, y)$, может быть представлено общей формулой (4) в прямоугольной системе координат x - y :

$$S(x, y) = LG_{0,0}(x, y)|R\rangle + e^{i\beta} LG_{p,-l}(x, y)|L\rangle, \quad (4)$$

где $LG_{0,0}$ и $LG_{p,-l}$ - электрические поля гауссовой и LG мод с радиальными и азимутальными индексами p и l ; $|R\rangle$ и $|L\rangle$ - правая и левая круговые поляризации; β - относительная фаза между ортогонально поляризованной гауссовой модой и LG. Следует отметить [46], что поляризационные текстуры оптических скирмионов были временно стабильными даже при длительном времени наблюдения (> 30 мин).

Структурирование рельефа поверхности с помощью оптического скирмиона показано на рисунке 15 [46]. Следуя направлению поляризации облучающего светового поля и давлению оптического излучения, азополимеры смещаются из яркой области облучаемого светового поля в темную область. В результате рельеф поверхности азополимеров отражает пространственную интенсивность и поляризационные профили облучаемого светового поля. На рисунке 15 столбцы (слева направо) показывают графики поляризационного поля, изображение АСМ (вид сверху) и изображение АСМ (угловой вид) с линейным профилем структуры рельефа поверхности (вдоль красной линии).

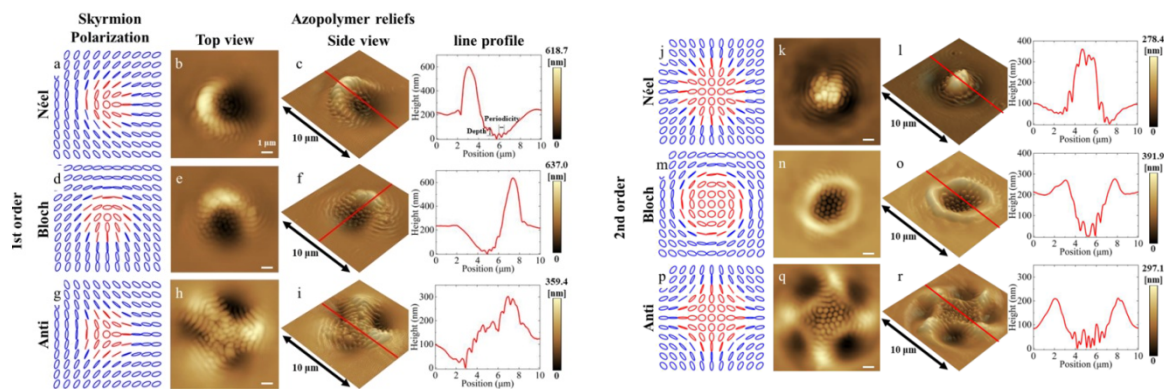


Рис. 15. АСМ-изображения структур рельефа поверхности, изготовленных на азополимере с использованием оптических скирмионов первого и второго порядка [46]. Белая линия представляет собой масштабную линейку 1 μm .

Работа [46] демонстрирует способность создавать и манипулировать топологически защищенными квазичастицами в различных материалах с помощью структурированных световых полей, и, таким образом, позволяет получить представление о новых аспектах современной фундаментальной физики.

Фрактальность полей супертороидальных импульсов в виде скирмионов

Топологические сложные переходные электромагнитные поля открывают доступ к нетривиальным взаимодействиям света и вещества и обеспечивают дополнительные степени свободы для передачи информации. Важным примером таких электромагнитных возбуждений являются пространственно-временные неразделимые однократные импульсы тороидальной топологии, точные решения уравнений Максвелла, описанные Хеллвартом и Нучи в 1996 г. и недавно наблюдаемые экспериментально. В [57] представлено расширенное семейство электромагнитных возбуждений, супертороидальные электромагнитные импульсы, в которых импульс Хеллварта-Нучи является лишь простейшим членом. Супертороидальные световые импульсы (supertoroidal light pulses - STLPs) демонстрируют скирмионическую структуру электромагнитных полей, множественные сингулярности в векторных картах Пойнтинга и фрактальные распределения обратного потока энергии. Они представляют интерес для переходных взаимодействий света и вещества, сверхбыстрой оптики, спектроскопии и тороидальной электродинамики. Схемы пространственных топологических структур магнитных вихревых колец и скирмионов в STLP приведены на рисунке 16 (Издательский центр света, Чанчуньский институт оптики, точной механики и физики). Серыми точками и кольцами обозначено распределение сингулярностей (седловых точек и вихревых колец) в магнитном поле, большими розовыми стрелками обозначены селективные направления магнитного вектора, а более мелкими цветными стрелками обозначены скирмионные структуры в магнитном поле.

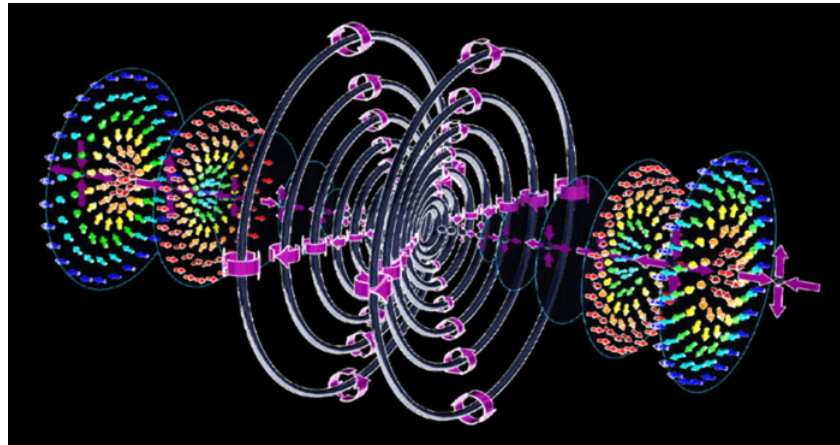


Рис. 16. Топологические структуры вихревых колец и скирмионов - Yijie Shen (2021).- <https://www.eurekalert.org/multimedia/804991>

Топологические особенности полей в STLP связаны с аномальным поведением потока энергии, представленным вектором Пойнтинга $\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$. Интересным эффектом для фундаментального STLP является наличие обратного потока энергии. Некоторые примеры фрактальности полей \mathbf{E} и \mathbf{H} в STLP показаны на рисунке 17 [57].

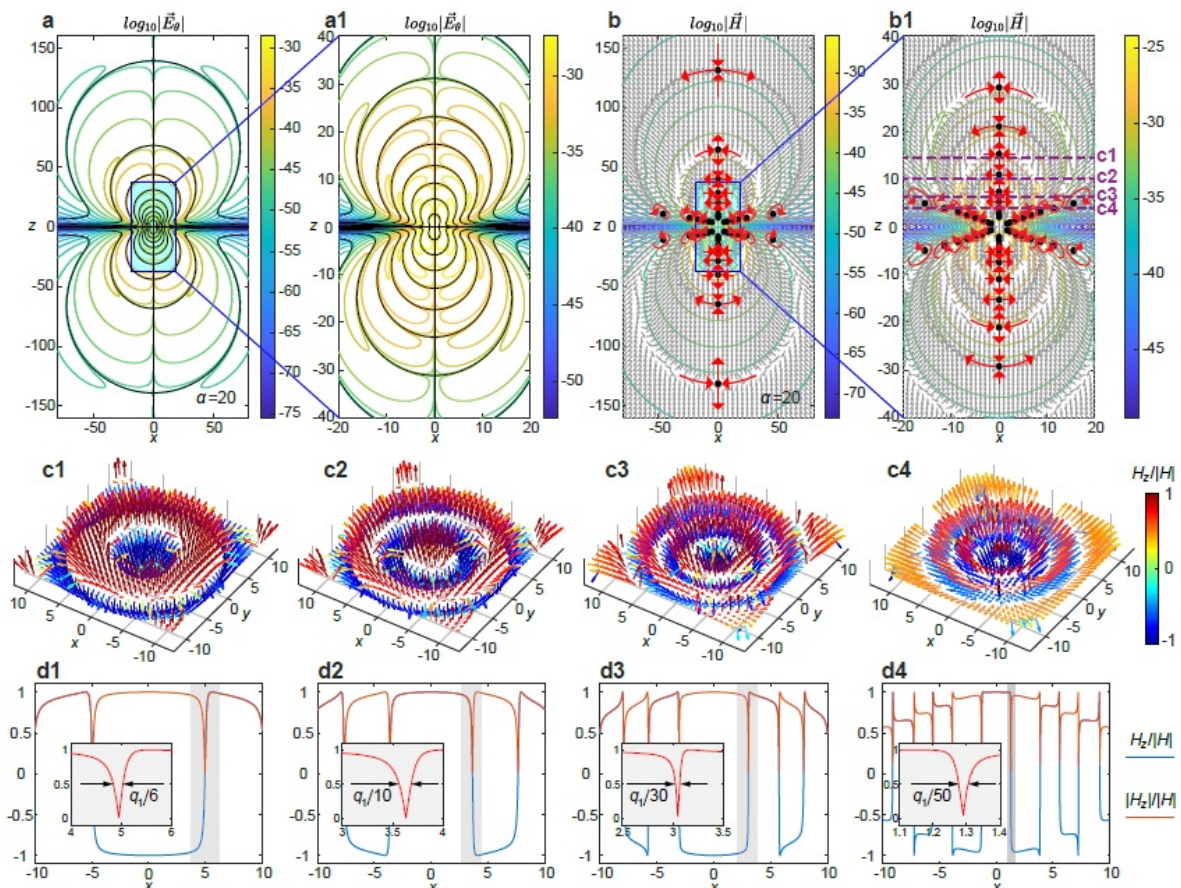


Рис. 17. Фрактальные паттерны в электромагнитных полях STLP [57]. Нули электрического поля отмечены черными сплошными линиями и черными точками. Сингулярности магнитного поля отмечены черными точками с красными стрелками, соответственно обозначающими седловой или вихревой стиль векторных сингулярностей. Субволновые характеристики скирмионических структур в поперечных плоскостях, отмеченные пунктирными линиями «c1 - c4» на (b1). Остальные обозначения см. [57]

Заключение

ОАМ, обладающий ярко выраженным топологическим свойством с фазовой сингулярностью и топологическим зарядом, открыл новые главы в сингулярной оптике. Например, векторный вихревой свет может надежно передавать многомерную информацию по турбулентному каналу без необходимости в какой-либо адаптивной оптике для компенсации луча. Сложные топологические структуры света, управляемые несколькими степенями свободы, начали революционизировать наши информационные технологии. Сейчас шаг за шагом происходит увеличение числа возможных степеней свободы. Фрактальные множества, несомненно, способствуют этому процессу: В научно-информационной сети Research Gate ([A. A. Potapov \(researchgate.net\)](https://www.researchgate.net)) работы автора сейчас читают более 70 тысяч корреспондентов.

Несмотря на то, что большая часть работ была сосредоточена на оптических пучках ОАМ, другие электромагнитные и упругие волны в различных частотных режимах, включая микроволны, миллиметровые волны и акустические волны, могут быть структурированы для переноса ОАМ и для беспроводной связи на основе ОАМ [24, 58]. Как показано на рисунке 18, для систем связи с различными несущими частотами, как правило, существует компромисс между расходимостью луча и взаимодействием с веществом: (а) более низкие частоты имеют большую расходимость луча, и (б) более низкие частоты, как правило, обладают меньшим взаимодействием с веществом.

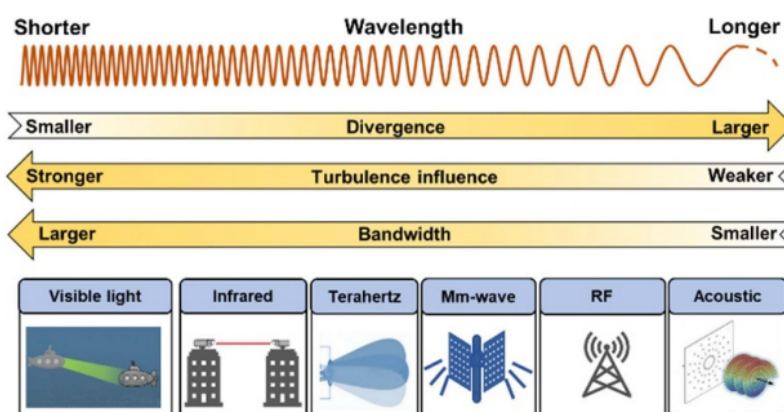


Рис. 18. Связь на основе ОАМ осуществляется с помощью разнообразных типов электромагнитных и упругих волн с различными частотами [24, 58]

Тенденция развития исследований ОАМ является типичным примером того, что теории направляют новые приложения, а прикладные требования вдохновляют новые теории. На сегодняшний день ОАМ являются актуальной темой, и имеет высокий потенциал, как для теорий, так и для приложений.

Все объекты исследования современной физики и радиоэлектроники, рассмотренные в данной работе, в той или иной степени обладают текстурными и фрактальными свойствами. Таким образом, они непосредственно входят в диапазон тем авторской парадигмы «Многопрофильное радио». Заметим, что наш приоритет в этой области на 2025 год закреплен более чем 1250 работами и 68 отечественными и зарубежными монографиями и отдельными главами в них на русском, английском и китайском языках; сделаны доклады в 23 странах.

Благодарности

Исследования выполнены в рамках Государственного задания ИРЭ РАН, тема «Эфир

Библиографический список

1. Потапов А.А. Фракталы и мультифракталы в действии: становление, развитие и стратегия технологий для многопрофильного радио // Информационные процессы, системы и технологии ("Международный информационный Нобелевский центр - МИНЦ"). 2024. Т. 5. № 3 (31). С. 26-40.
2. 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.
3. 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 p. (Published: February 10, 2025).
4. Потапов А.А. Волны, орбитальный угловой момент, связанные состояния в континууме, фракталы и метаповерхности: многопрофильное радио // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2024. Т. 16. № 8. С. 961-1008.
5. Potapov Alexander A. Waves, Orbital Angular Momentum, Bound States in the Continuum, Fractals and Metasurfaces: Multi-Profile Radio // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2024. V. 16. No. 8. P. 961-1008e.
6. Гончаров С.А., Кузнецов В.А., Потапов А.А. Особенности применения имитационной модели формирования портретов сложных радиолокационных объектов // Сб. статей XIII Всерос. конф. “Необратимые процессы в природе и технике” (Москва, 28 - 30 января 2025 г.). - М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2025. Т. 1. С. 62-67.
7. Potapov Alexander A., Tupik Viktor A., Margolin Vladimir I., Kostrin Dmitrii K. Ion-Plasma Formation of Nanosized Coatings with Fractal Topology // IJIE: Int. Journal of Integrated Engineering. 2024. V. 16. No. 9. P. 284-293. DOI: <https://doi.org/10.30880/ijie.2024.16.09.023>. (Вышла в свет 29.12.2024 г.).
8. Потапов А.А. Вычислительные диэлектрические метаповерхности в фотонных топологических устройствах обработки многомерных сигналов // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2024. Т. 16. № 1. С. 11-30.
9. Potapov Alexander A. Computational Dielectric Metasurfaces in Photonic Topological Devices for Multidimensional Signal Processing // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2024. V. 16. No. 1. P. 11-30e.
10. Потапов А.А. Интеллектуальные метаповерхности, Фурье-оптика и криптография: новые научные горизонты // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 2. - С. 173-206.
11. Potapov Alexander A. Intelligent Metasurfaces, Fourier Optics and Cryptography: New Scientific Horizons. RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies 2024. V. 16. No. 2. P. 173-206e.
12. Потапов А.А. Фракталы и мультифракталы в действии // Материалы XIV Всерос. НТК «Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике – ИТЭЭ-2024» (Чебоксары, 06 – 07 июня 2024 г.). – Чебоксары: Чуваш. гос. ун-т, 2024. С. 177-186. (Пленарный доклад).
13. Потапов А.А. Перспективы развития сквозных технологий на основе топологических фрактально-скейлинговых методов и реконфигурируемых интеллектуальных метаповерхностей для РСА, систем МИМО 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.
14. Shen Yijie, Wang Xuejiao, Xie Zhenwei, Min Changjun, Fu Xing, Liu Qiang, GongMali, and Yuan Xiacong. Optical vortices 30 years on: OAM manipulation from topological charge to multiple singularities // Light: Science & Applications. 2019. V. 8. Article number: 90. 29 p.
15. Chen Rui, Zhou Hong, Moretti M., Wang Xiaodong, and Li Jiandong. Orbital Angular Momentum Waves: Generation, Detection, and Emerging Applications // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2020. V. 22. No. 2. P. 840-868.
16. Zhang Qiang, He Zehao, Xie Zhenwei, Tan Qiaofeng, Sheng Yunlong, Jin Guofan, Cao Liangcai, Yuan Xiacong. Diffractive optical elements 75 years on: from micro-optics to metasurfaces // Photon. Insights. 2023. 2. No. 4. R09. 59 p.
17. Wan Chenhao, Chong Andy, & Zhan Qiwen. Optical spatiotemporal vortices // eLight. 2023. V.3. No. 11. 13 p. <https://doi.org/10.1186/s43593-023-00042-6>
18. Chen Rui, Long Wen-Xuan, Cheng Nan. Overview of OAM Technology in Communications / In: Circular Array-Based Radio Frequency OAM Communications. (Part of the book series: Wireless Networks). Cham, Switzerland: Springer, 2024. 51 p.
19. Allen L., Beijersbergen M.W., Spreeuw R.J., and Woerdman J.P. Orbital angular momentum of light and the transformation of Laguerre-Gaussian laser modes // Phys. Rev. A: 1992. V. 45. No. 11. P. 8185-8189.

20. Yukang Zheng, Yan Li, Fei Wang, Rui Liu, Duo Deng, Yangjian Cai, and Yuefeng Zhao. Precision measurement of the topological charge of a fractional vortex beam based on angular-grating-diffraction OAM spectrum // *Opt. Express*. 2025. V. 33. No. 1. P. 553-561.
21. Nye J.F. & Berry M.V. Dislocations in wave trains // *Proc. R. Soc. Lond. A*. 1974. V. 336. P. 165-190.
22. Потапов А.А. К теории функционалов стохастических полей обратного рассеяния // *Радиотехника и электроника*. 2007. Т. 52. № 3. С. 261-310.
23. Penrose L.S. & Penrose R. Impossible objects: A special type of visual illusion // *Br. J. Psychology*. 1958. V. 49, No. 1. P. 31-33.
24. Bauer T., Banzer P., Karimi E., Orlov S., Rubano A., Marrucci L., Santamato E., Boyd R.W., Leuchs G. Optics. Observation of optical polarization Möbius strips // *Science*. 2015. V. 347(6225). P.964-966.
25. Willner Alan E., Su Xinzhou, Zhou Huibin, Minoofar Amir, Zhao Zhe, Zhang Runzhou, Tur Moshe, Molisch Andreas F., Lee Doohwan, and Almainan Ahmed. High capacity terahertz communication systems based on multiple orbital-angular-momentum beams // *Journal of Optics*. 2022. V. 24. No. 12. 124002. 19 p.
26. Yan Yan, Xie Guodong, Lavery Martin P.J., Huang Hao, Ahmed Nisar, Bao Changjing, Ren Yongxiong, Cao Yinwen, Li Long, Zhao Zhe, Molisch Andreas F., Tur Moshe, Padgett Miles J. & Willner Alan E. High-capacity millimetre-wave communications with orbital angular momentum multiplexing // *Nature Communications*. 2014. V. 5. 4876. 9 p.
27. Zhou Huibin, Su Xinzhou, Minoofar Amir, Zhang Runzhou, Zou Kaiheng, Song Hao, Pang Kai, Song Haoqian, Hu Nanzhe, Zhao Zhe, Almainan Ahmed, Zach Shlomo, Tur Moshe, Molisch Andreas F., Sasaki Hirofumi, Lee Doohwan, and Willner Alan E. Utilizing multiplexing of structured THz beams carrying orbital-angular-momentum for high-capacity communications // *Optics Express*. 2022. V. 30. No. 14. P. 25418-25432.
28. Krenn M., Handsteiner J., Fink M., Fickler R., Ursin R., Malik M. & Zeilinger A. Twisted light transmission over 143 km // *Proc. Natl. Acad. Sci. U.S.A.* 2016. V. 113. No. 48. P. 13648-13653.
29. Thidé B., Tamburini F., Then H., Someda C.G., Ravanelli R.A. The physics of angular momentum radio. 2014. arXiv:1410.4268; Thidé Bo and Tamburini Fabrizio. OAM Radio – Physical Foundations and Applications of Electromagnetic Orbital Angular Momentum in Radio Science and Technology.- In book: Zhi Hao Jiang (Ed.), Douglas H. Werner (Ed.). *Electromagnetic Vortices: Wave Phenomena and Engineering Applications*. N.Y.: Wiley-IEEE Press. 2021. 496 p.
30. Buzova M.A., Klyuev D.S., Neshcheret A.M., Potapov A.A. Use of Metamaterial Screens for Reducing Mutual Coupling Between Antennas Placed in Limited Space / In: Y.S. Shmaliy (eds). - 8th Int. Conf. on Computing, Control and Industrial Engineering - CCIE2024. (Part of the book series: Lecture Notes in Electrical Engineering, V. 1253). - Singapore: Springer, 2024. V. 2. *Advances in Computing, Control and Industrial Engineering VIII*. P. 368-374.
31. Shishulin A.V., Potapov A.A., Shishulina A.V. Fractal nanoparticles of phase-separating solid solutions: morphology-dependent phase equilibria in tungsten heavy pseudo-alloys // *Eurasian Physical Technical Journal*. 2023. V. 20. No. 4(46). P. 125-132.
32. Beliaeva Veronika S., Chichigina Olga A., Klyuev Dmitriy S., Neshcheret Anatoly M., Osipov Oleg V. and Potapov Alexander A. Semi-phenomenological Approach to Surface-Bonded Chiral Nanostructures Creation Based on DNA-origami // In: Z. Hu, S. Petoukhov, M. He (eds).- *Advances in Artificial Systems for Medicine and Education III. AIMEE 2019 (The series "Advances in Intelligent Systems and Computing"*. V. 1126). Cham, Switzerland: Springer Int. Publ., 2020. P. 263-272.
33. Боголюбов А.Н., Потапов А.А., Рехвиашвили С. Ш. Способ введения дробного интегро-дифференцирования в классической электродинамике // *Вестн. Моск. ун-та. Сер. 3. Физика. Астрономия*. 2009. № 4. С. 9-12.
34. Bogolyubov A.N., Potapov A.A., and Rekhviashvili S.Sh. An Approach to Introducing Fractional Integro - differentiation in Classical Electrodynamics // *Moscow University Physics Bulletin*. 2009. V. 64. No. 4. P. 365-367.
35. Боголюбов А.Н., Потапов А.А., Рехвиашвили С. Ш. Интерпретация решения диффузионно-волнового уравнения с использованием дробного интегродифференцирования // *Вестн. Моск. ун-та. Сер. 3. Физика. Астрономия*. 2010. № 3. С. 54-55.
36. Bogolyubov A.N., Potapov A.A., and Rehviashvili S.Sh. A Fractional Integro–Differentiation Interpretation of the Solution of a Diffusion Wave Equation // *Moscow University Physics Bulletin*. 2010. V. 65. No. 3. P. 150-151.
37. Podosenov S. A., Foukzon J., Potapov A.A. A Study of the Motion of a Relativistic Continuous Medium // *Gravitation and Cosmology*. 2010. V. 16. No. 4. P. 307-312.
38. Potapov A. A., Podosenov S.A., Foukzon J., 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. №. 2. P. 112-123.
39. 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. д.ф.-м.н. проф. А.А. Потапова. М: ЛЕНАНД, URSS. 2015. 1128 с.

40. Потапов А.А., Менькова Е.Р. О направленном излучении сверхкоротких электромагнитных импульсов и фрактальной геометрии пространства – времени // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2023. Т. 15. № 4. С.341-354.
41. Potapov Alexander A., Men'kova Elena R. About direct radiation of ultrashort electromagnetic pulses and fractal space-time geometry // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2023. V. 15. No 4. P. 341-354.
42. 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 p.
43. Потапов А. А., Кузнецов В. А. Текстурно-фрактальный анализ поляриметрических изображений, формируемых радиолокационными станциями с синтезированной апертурой // Радиотехника и электроника. 2023. Т. 68. № 10. С. 941-953. (К 70-летию ИПЭ им. В. А. Котельникова РАН).
44. Skyrme T. H. R. A unified field theory of mesons and baryons // Nucl. Phys. 1962. V. 31. P. 556-569; Selected Papers, with Commentary, of Tony Hilton Royle Skyrme / Ed. G.E. Brown. (World Scientific Series in 20th Century Physics: Vol. 3). World Scientific. 1994. 456 p.
45. Маханьков В.Г., Рыбаков Ю.П., Санюк В.И. Модель Скирма и сильные взаимодействия (К 30-летию создания модели Скирма) // УФН. 1992. Т. 162. № 2. С. 1-61; Aitchison Ian J. R. Tony Skyrme and the Origins of Skyrmions // Invited talk at “The First British-German Wilhelm and Else Heraeus Seminar” on Skyrmions in Magnetic Materials, Bad Honnef, Dec. 1-5, 2019. 13 p.
46. Tamura Rihito, Kumar Praveen, Rao A. Srinivasa, Tsuda Kazuki, Getzlaff Fanny, Miyamoto Katsuhiko, Litchinitser Natalia M., Omatsu Takashige. Direct imprint of optical skyrmions in azopolymers as photoinduced relief structures // APL Photonics. 2024. V. 9. No. 4. 046104.
47. Kang Wang, Huang Yangqi, Zhang Xichao, Zhou Yan, and Zhao Weisheng. Skyrmion-Electronics: An Overview and Outlook // Proc. IEEE. 2016. V. 104. No. 10. P. 2040-2061.
48. Fert A., Reyren N. & Cros V. Magnetic skyrmions: advances in physics and potential applications // Nature Reviews Materials. 2017. V. 2. 17031.
49. Sutcliffe P. Skyrmion knots in frustrated magnets // Phys. Rev. Lett. 2017. V. 118. 247203.
50. Zheng F., Kiselev N.S., Rybakov F.N., Yang L., Shi W., Blügel S. & Dunin-Borkowski R.E. Hopfion rings in a cubic chiral magnet // Nature. 2023. V. 623. P. 718-723.
51. Raftrey D., Finizio S., Chopdekar R.V., Dhuey S., Bayaraa T., Ashby P., Raabe J., Santos T., Griffin S., Fischer P. Quantifying the topology of magnetic skyrmions in three dimensions // Science Advances. 2024. V. 10. No. 40. eadp8615. 7 p.
52. Pham Van Tuong, Sisodia Naveen, Manici Ilaria Di, Urrestarazu-Larrañaga Joseba, Bairagi Kaushik, Pelloux-Prayer Johan, Guedas Rodrigo, Buda-Prejbeanu Liliana D., Auffret Stéphane, Locatelli Andrea, Mentès Tevfik Onur, Pizzini Stefania, Kumar Pawan, Finco Aurore, Jacques Vincent, Gaudin Gilles, and Bouille Olivier. Fast current-induced skyrmion motion in synthetic antiferromagnets // Science. 2024. V. 384. No. 6693. P. 307-312.
53. Tsesses S., Ostrovsky E., Cohen K., Gjonaj B., Lindner N.H., Bartal G. Optical skyrmion lattice in evanescent electromagnetic fields // Science. 2018. V. 361. No. 6406. P. 993-996.
54. Du L., Yang A., Zayats A.V. & Yuan X. Deep-subwavelength features of photonic skyrmions in a confined electromagnetic field with orbital angular momentum // Nature Physics. 2019. V. 15. P. 650-654.
55. Liu Changxu, Zhang Shuang, Maier Stefan A., Ren Haoran. Disorder-Induced Topological State Transition in the Optical Skyrmion Family // Phys. Rev. Lett. 2022. V. 129. Article number: 267401.
56. Shen Y., Zhang Q., Shi P., Du Luping, Yuan Xiacong & Zayats Anatoly V. Optical skyrmions and other topological quasiparticles of light // Nature Photonics. 2024. V. 18. P. 15-25.
57. Shen Y., Hou Y., Papasimakis N. Zheludev N. I. Supertoroidal light pulses as electromagnetic skyrmions propagating in free space // Nature Communications. 2021. V. 12. Article number: 5891.
58. Willner Alan Eli. OAM Light for Communications // Optics and Photonics News. 2021. V. 32. No. 6. P. 34-41.

УДК: 004.9; ГРНТИ: 50.41.33

СРЕДА ВИЗУАЛИЗАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ МОДЕРНИЗИРОВАННЫМ ДАТЧИКОМ ЯРКОВСКОГО

В.О. Лапин, В.А. Мещеряков

Национальный исследовательский Томский государственный университет,
Российская Федерация, Томск, lapin.vlad01@mail.ru

Аннотация. В работе рассматривается способ использования программной среды LabVIEW для разработки средств визуализации и удаленного управления устройствами. Описаны метод взаимодействия с микроконтроллерами и способ передачи данных на удаленный сервер.
Ключевые слова: удаленное управление, средство визуализации.

ENVIRONMENT FOR VISUALIZATION AND CONTROL OF THE UPGRADED YARKOVSKY SENSOR

V.O. Lapin, V.A. Meshcheryakov

The National Research Tomsk State University,
Russia, Tomsk, lapin.vlad01@mail.ru

The summary. The paper considers the method of using LabVIEW software environment for the development of visualization and remote control of devices. The method of interaction with microcontroller and remote server is considered.

Keywords: remote control, visualization tool.

В работе представлена среда визуализации и управления датчиком для наблюдения гравитационных сил планет солнечной системы на объекты на поверхности земли, так называемым маятником Янковского. Маятник был разработан в конце 19 века инженером Иваном Осиповичем Янковским в Томском Императорском университете.

Маятник (датчик) Янковского являлся механическим устройством, в котором массивное тело под действием сил притяжения Земли и Луны перемещалось в вертикальном направлении. Движения датчика фиксировались на шкале. Датчик Янковского был модернизирован на базе современных аппаратных и программных средств (рисунок 1).

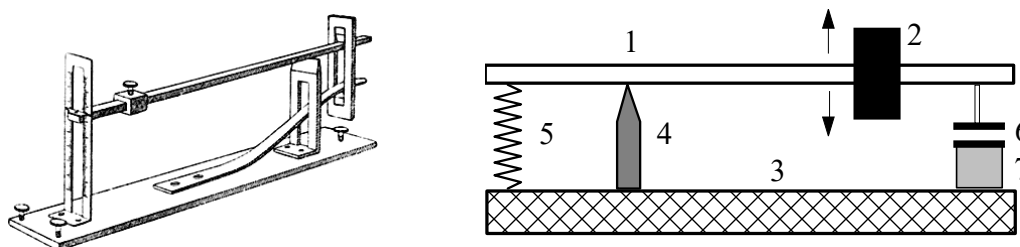


Рис. 1. Датчик Янковского и его модернизированный вариант.

1 – рычаг маятника, 2 – груз, 3 – основание маятника, 4 – упор для рычага, 5 – пружина, 6 – пластины плоского конденсатора, 7 – емкостной датчик перемещения.

Информационным параметром состояния датчика являлось усиленное напряжение на омическом сопротивлении последовательного колебательного контура подключенного к генератору гармонических колебаний. Емкость воздушного плоского конденсатора контура изменялась под действием меняющейся силы притяжения груза к меняющим своё положение массам Луны и Солнца. Основное внимание было направлено на визуализацию результатов измерения сил и управления датчиком (отображением информации на сайте).

Современные системы сбора данных требуют надёжных решений для передачи и обработки информации. Одним из удобных инструментов для автоматизации этих процессов является LabVIEW – среда разработки и платформа для выполнения программ, созданных на графическом языке программирования [1], которая обеспечивает взаимодействие с аппаратными устройствами и позволяет организовать передачу данных в удалённые хранилища.

В данной статье рассматривается применение среды LabVIEW для организации передачи данных между микроконтроллерами и сервером. Особое внимание уделяется способам взаимодействия с контроллерами, формированию HTTP-запросов и передаче информации в удалённые системы.

Архитектура системы

Разработанная система включает в себя три ключевых компонента:

- микроконтроллер, подключённый к датчикам и передающий измеренные данные;
- программа в LabVIEW, выполняющая функции посредника между микроконтроллером и сервером;
- удалённый сервер, принимающий данные, обрабатывающий их и отправляющий команды обратно.

Передача данных от микроконтроллера в LabVIEW осуществляется через интерфейс VISA по каналу USB или последовательному порту (рисунок 2). Затем программа формирует HTTP-запросы и отправляет данные на сервер. В обратном направлении сервер может передавать команды, которые LabVIEW обрабатывает и отправляет микроконтроллеру.

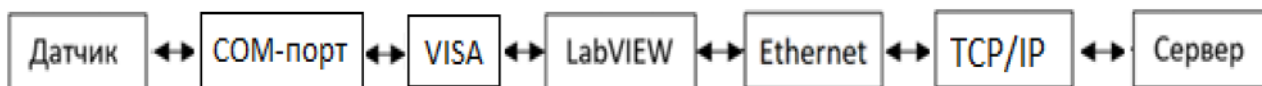


Рис. 2. Блок-схема системы

Взаимодействие с микроконтроллером

Микроконтроллер подключается к компьютеру через канал USB, после чего LabVIEW через интерфейс VISA получает данные с него. Затем программа выполняет их предварительную обработку и преобразование в удобный для передачи формат. После этого данные передаются на сервер с использованием HTTP-запросов. В обратном направлении сервер может отправлять команды, которые LabVIEW принимает, обрабатывает и передаёт микроконтроллеру информацию для выполнения.

Реализация в LabVIEW

Программа в LabVIEW имеет лицевую панель, которая является частью графического интерфейса этой среды (рисунок 3).

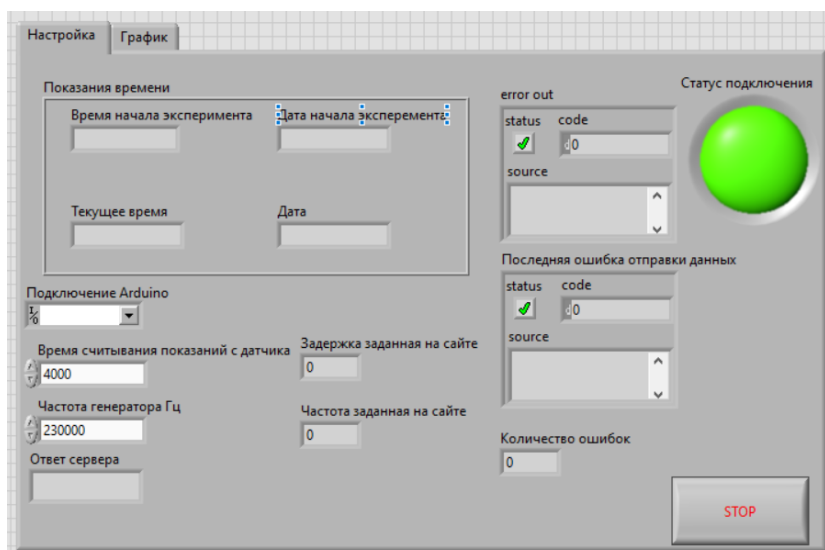


Рис. 3. Лицевая панель программы

Программная реализация в LabVIEW включает несколько ключевых модулей представленных на рисунке 4:

- 1) первоначальная настройка;
- 2) настройка частоты генератора (опционально, используется для емкостного датчика);
- 3) подключение и управление интерфейсом VISA;
- 4) управление временем сбора данных;
- 5) управление статусом программы;
- 6) отправка данных на сервер.

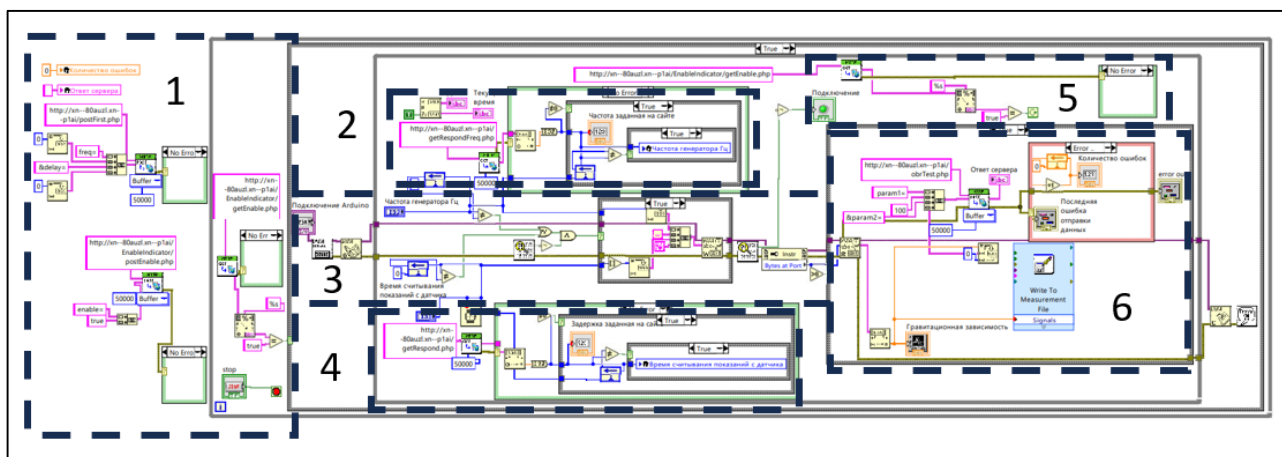


Рис. 4. Блок-схема программы

Передача данных на сервер

Для организации удалённого хранения данных используется библиотека LabVIEW HTTP Client Vis [2], позволяющая отправлять GET- и POST-запросы. Программа выполняет следующие шаги:

- формирование HTTP-запроса с параметрами измерений;
- отправка данных на сервер для их обработки;
- получение ответов с сервера, например, команд для микроконтроллера.

При взаимодействии с сервером программа циклически формирует HTTP-запросы для получения актуальной информации с сервера. Для передачи параметров в запросах используются специальные маркеры, которые позволяют серверу выделять и извлекать передаваемые значения. Например:

- маркер *freq* используется для передачи частоты;
- маркер *delay* – для передачи времени задержки.

Обработка ошибок и устойчивость системы

Особое внимание уделено устойчивости программы к возможным ошибкам. Для этого используется встроенный кластер обработки ошибок [3], который предотвращает остановку выполнения программы в случае, например, некорректного HTTP-запроса.

В системе предусмотрена обработка ошибок подключения и передачи данных. Для этого используется кластер ошибок LabVIEW, который:

- фиксирует сбои при работе с микроконтроллером или сервером;
- выводит уведомления пользователю при возникновении ошибок;
- позволяет программе продолжать работу, избегая критических сбоев.

Заключение

Использование LabVIEW позволяет создать гибкую и надёжную систему управления датчиками (модернизированным датчиком Яркового) и сбора данных. Визуальный подход к программированию упростил разработку алгоритмов обработки информации и передачи данных на сервер. Внедрение HTTP-клиента обеспечило возможность удалённого мониторинга и управления системой, что делает её удобным инструментом для научных исследований и автоматизированных измерительных комплексов.

Библиографический список

1. LabVIEW: Википедия. – URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/LabVIEW> (дата обращения 03.09.2024).
2. Easy HTTP Client VIs - NI Community. – URL: <https://forums.ni.com/t5/Example-Code/Easy-HTTP-Client-VIs/ta-p/3536071> (дата обращения 14.10.2024).
3. Error Cluster data type LabVIEW Wiki. – URL: https://labviewwiki.org/wiki/Error_Cluster_data_type (дата обращения 06.11.2024).

УДК 621.375.026; ГРНТИ 47.41.33

РАЗРАБОТКА УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ ДЛЯ ТВЕРДОТЕЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ С-ДИАПАЗОНА

А.А. Аппоротов, Е.М. Шипило

АО «НПП «Исток» им. Шокина», Российская Федерация, Фрязино, apporotov.a.a@yandex.ru

Аннотация. В статье представлены результаты разработки усилительных каскадов для твердотельного СВЧ усилителя мощности «ТТУ-4,6-200» с диапазоном рабочих частот 4,5-4,7 ГГц, используемого в комплекте СВЧ приборов для нагрева плазмы на частоте 4,6 ГГц в установке токамак. Разработанные каскады требуют минимальной настройки.

Ключевые слова: усилитель мощности, согласующие цепи, усилительный каскад, токамак.

DEVELOPMENT OF AMPLIFICATION STAGES FOR A C-BAND SOLID-STATE POWER AMPLIFIER

A.A. Apporotov, E.M. Shipilo

JSC «RPC «Istok» named after Shokin», Russia, Fryazino, apporotov.a.a@yandex.ru

The summary. This paper presents the results of the development of amplification stages for solid-state microwave power amplifier “TTU-4,6-200”. Operating frequency range 4,5-4,7 GHz. The amplifier is used in the plasma heating kit at a 4,6 GHz. The developed amplification stages require minimal tune.

Keywords: power amplifier, matching circuit, amplification stage, tokamak.

На сегодняшний день СВЧ аппаратура одно из важнейших направлений развития российской электроники. Полупроводниковые усилители мощности (УМ) входят в число самых распространённых приборов в СВЧ технике. В связи с этим, разработка таких усилителей имеет большое значение для поддержания суверенитета и обороноспособности Российской Федерации.

Во время проведения НИР «Токамак» в АО «НПП «Исток» им. Шокина» г. Фрязино, были разработаны усилительные каскады (УК) для твердотельного усилителя «ТТУ-4,6-200», используемого в комплекте СВЧ приборов для нагрева плазмы на частоте 4,6 ГГц в установке токамак. Установки такого типа участвуют в исследовании одного из самых перспективных источников энергии – управляемого термоядерного синтеза. Требования, предъявляемые к усилителю, приведены в таблице 1. Регулировка выходной мощности «ТТУ-4,6-200» требуется для оптимизации режима работы последующего мощного усилительного

прибора – клистрона. Для защиты клистрона от пробоя усилитель должен выключаться по сигналу на линии «+4В».

Таблица 1. Требования к усилителю

| Параметр | Значение |
|-------------------------------------|-------------|
| Диапазон рабочих частот, ГГц | 4,5-4,7 |
| Входная мощность, мВт | 40 |
| Выходная мощность, Вт | 3-5 |
| Регулировка выходной мощности, дБ | не менее 10 |
| Время выключения, мкс | не более 1 |
| Длительность спада $P_{\text{вых}}$ | не более 1 |

Исходя из баланса мощностей, была составлена структурная схема усилителя, включающая в себя три УК на GaAs транзисторах производства АО «НПП «Исток» им. Шокина». Первый каскад выполнен на двух транзисторах ЗП612А-5, второй каскад выполнен на двух транзисторах ЗП976Д2-5, а в третьем каскаде используется четыре транзистора ЗП976В-5. Все каскады построены по балансной схеме с использованием квадратурных кольцевых делителей мощности Уилкинсона [1, 2]. Вход и выход усилителя защищены ферритовыми вентиллями.

В процессе разработки использован комбинированный метод расчёта согласующих цепей (СЦ) транзисторов: в трёхмерных электродинамических расчётах конструкции микросборки (рис. 1.) использовались сосредоточенные элементы линейной модели полевого транзистора [2, 3]. Трёхмерные расчёты проводились в САПР CST. Линейные модели транзисторов были получены в процессе исследования макетных образцов усилительных каскадов.

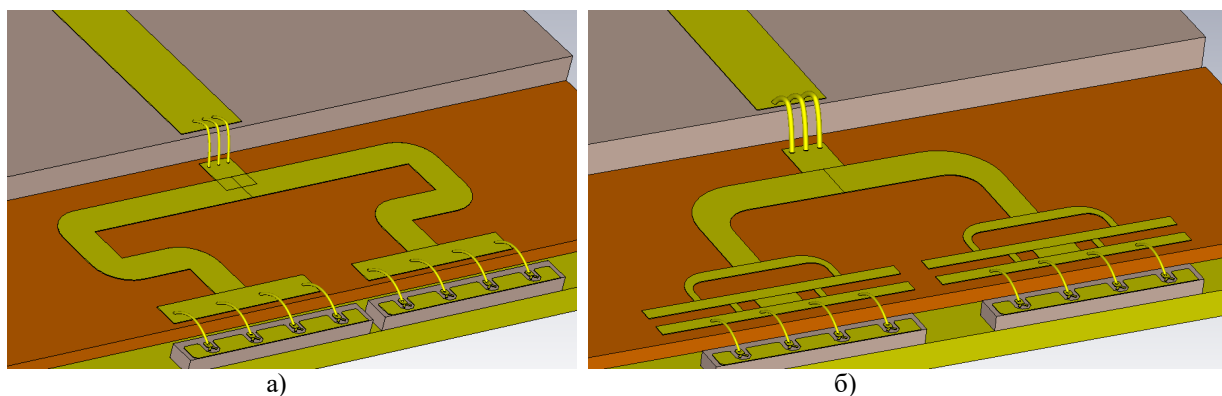


Рис. 1. Трёхмерные модели входных согласующих цепей транзистора ЗП976В-5:

- а) Входная согласующая цепь, рассчитанная без учёта распределения сигнала по затвору транзистора;
 б) Входная согласующая цепь, рассчитанная с учётом распределения сигнала по затвору транзистора.

Одна из главных особенностей используемого метода – проектирование СЦ с учётом равномерности распределения сигнала по затвору транзистора – между ячейками транзистора (рис. 2.) [1]. На рисунке 2 представлена расчётная модель одной ячейки входной СЦ транзистора ЗП976В-5 (состоит из четырёх ячеек), которая содержит в себе: СЦ на поликоровой ($\epsilon=9,8$) и БСТ ($\epsilon=80$) платах; ёмкость затвор-исток, индуктивность затвора и сопротивление канала транзистора, пересчитанные на одну ячейку транзистора. Входная СЦ оптимизируется по критерию равномерного распределения напряжения между затворными ёмкостями

(рис. 3). Оптимизация по этому критерию приводит к «нестандартной» топологии входной согласующей цепи транзистора (рис. 1,б).

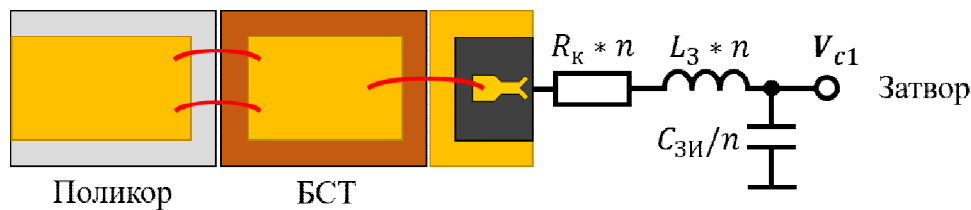


Рис. 2. Модель входной согласующей цепи одной ячейки транзистора, где R_k – сопротивление канала, L_3 – индуктивность затвора; $C_{3И}$ – ёмкость затвор-исток; n – число ячеек в многоячеечном транзисторе

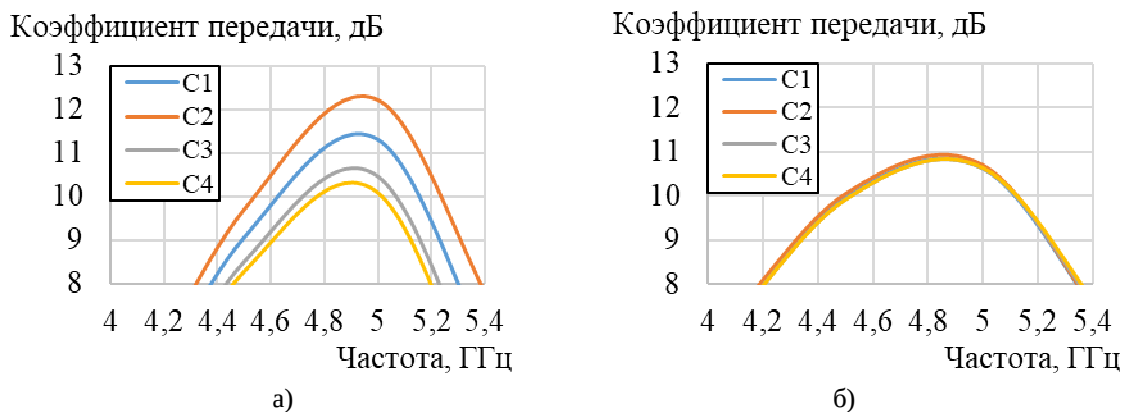


Рис. 3. Зависимость коэффициента передачи напряжения на затворные ёмкости транзистора от частоты для СЦ, изображенных на рисунке 1: а) Неравномерное распределение между ёмкостями; б) Равномерное распределение между ёмкостями

УК на двух транзисторах ЗП612А-5 (рис. 3.) без настройки обеспечивает 12 дБ усиления в полосе рабочих частот. При необходимости можно увеличить K_u , удлиняя согласующий шлейф во входной согласующей цепи.

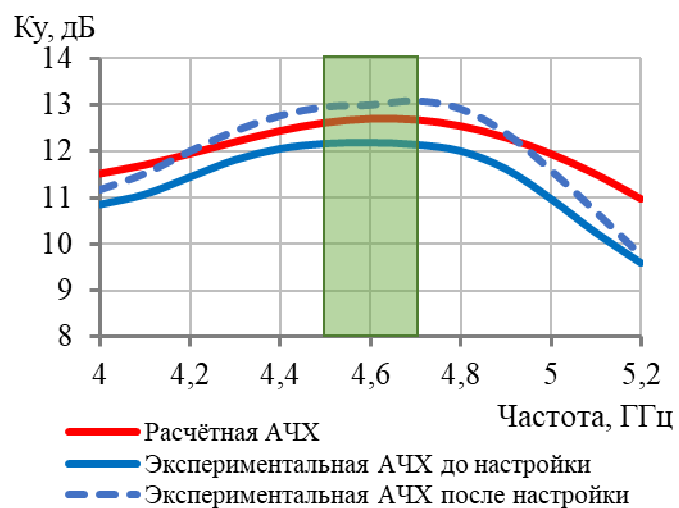
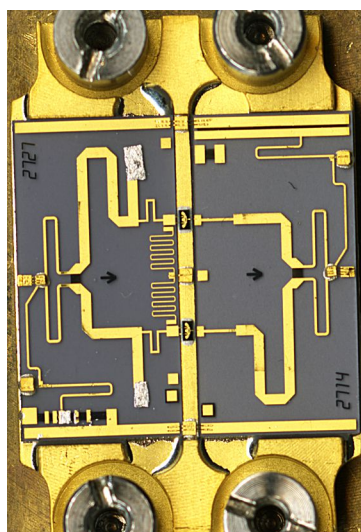


Рис. 3. Экспериментальный усилительный каскад на двух транзисторах ЗП612А-5 (а) и АЧХ каскада при входной мощности 20 мВт (б)

При расчёте усилительных каскадов на двух транзисторах ЗП976Д2-5 и четырёх ЗП976В-5 был сделан запас по частоте вверх на 200 и 400 МГц соответственно (рисунки 4 и 5). Сделано это для компенсации погрешностей расчёта и технологии изготовления.

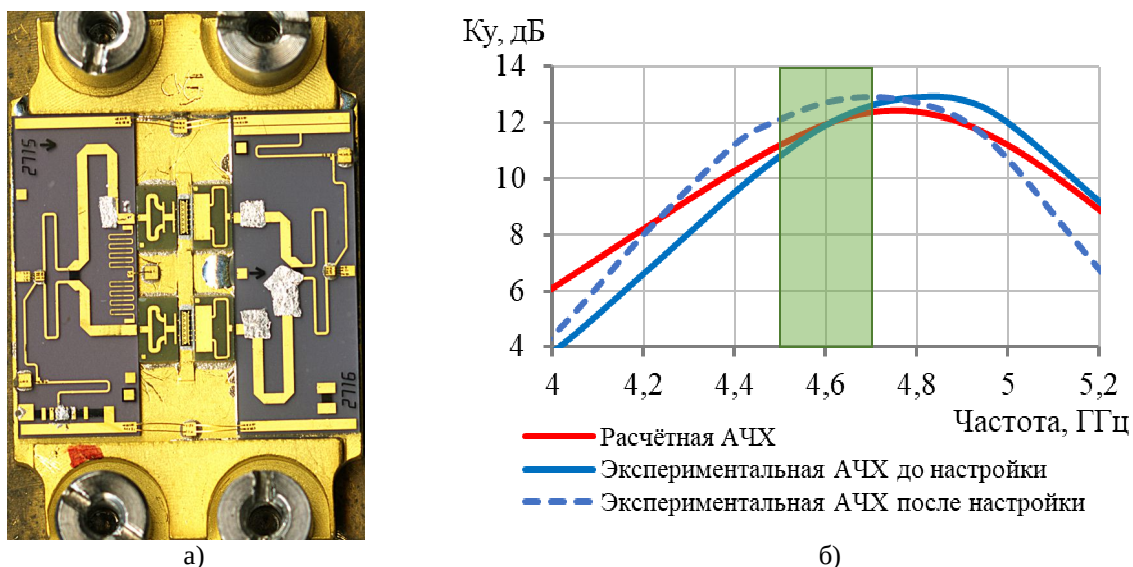


Рис. 4. Экспериментальный усилительный каскад на двух транзисторах ЗП976Д2-5 (а) и АЧХ каскада при входной мощности 200 мВт (б)

Видим, что экспериментальная АЧХ УК на транзисторах ЗП976Д2-5 отличается от расчётной в диапазоне 4,4-5,2 ГГц не более чем на 1 дБ. Каскад требует минимальной подстройки.

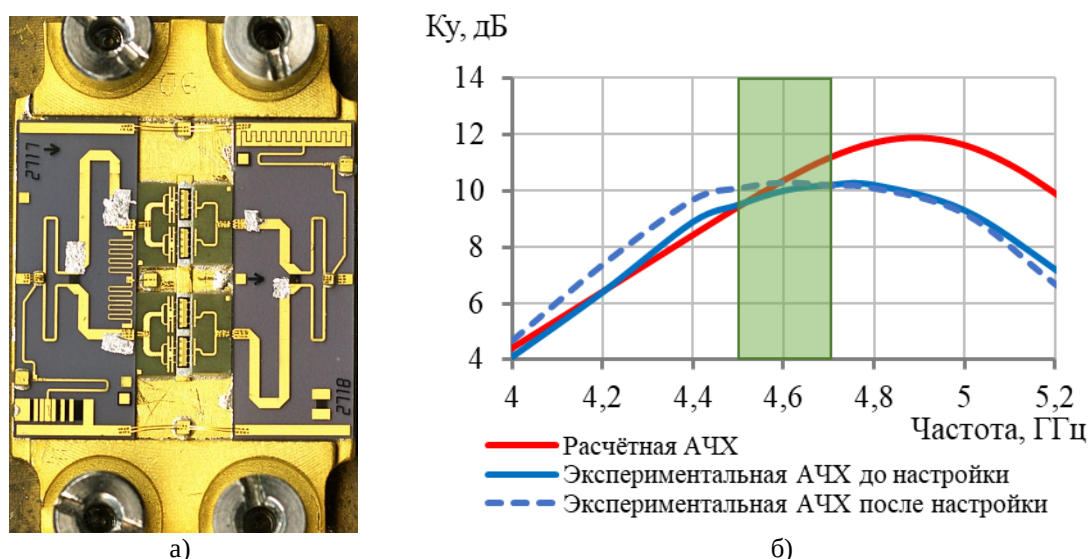


Рис. 5. Экспериментальный усилительный каскад на четырёх транзисторах ЗП976В-5 (а) и АЧХ каскада при входной мощности 400 мВт (б)

Между максимумами расчётной и экспериментально полученной АЧХ УК на транзисторах ЗП976В-5 наблюдается разница в 300 МГц по частоте и 2 дБ по уровню. Однако максимум экспериментальной АЧХ располагается в рабочем диапазоне частот усилителя. Каскад требует минимальной настройки. Модель транзистора была дополнительно скорректирована по результатам измерений.

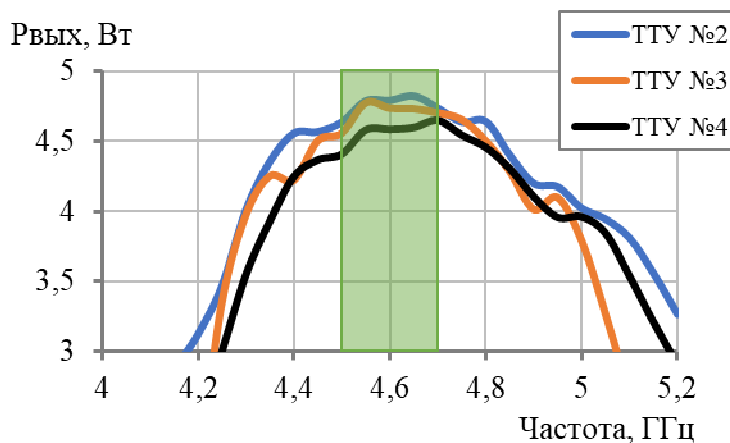


Рис. 6. АЧХ экспериментальных усилителей «ТТУ-4,6-200», $P_{вх}=40$ мВт

На рисунке 6 представлены АЧХ трёх экспериментальных образцов «ТТУ-4,6-200». Видим, что все усилители обеспечивают выходную мощность не менее 4,4 Вт. Также все усилители успешно прошли испытания на кратковременную безотказность.

Регулировка выходной мощности осуществлялась путём изменения напряжения стока выходного каскада. Экспериментально измеренный диапазон регулировки выходной мощности составляет 24 дБ. Усилитель обеспечивает время выключения 0,9 мкс и длительность спада выходной мощности 0,3 мкс.

Таким образом, были разработаны и экспериментально исследованы усилительные каскады для «ТТУ-4,6-200», требующие минимальной подстройки. Усилитель «ТТУ-4,6-200» полностью удовлетворяет всем требованиям ТЗ.

Библиографический список

1. Сечи Ф., Буджати М. Мощные твердотельные СВЧ-усилители. Москва: ТЕХНОСФЕРА, 2015. – 416 с.
2. Шипило Е.М. Разработка инженерных методов проектирования и создания интегральных транзисторных усилителей мощности сантиметрового диапазона длин волн для передатчиков доплеровских РЛС.: Дис. на соискание учёной степени канд. техн. наук: 05.27.01 / Шипило Евгений Михайлович. Фрязино, 2017. – 180 с.
3. Каргин А.Н., Шипило Е.М. Компьютерное линейное моделирование транзисторного усилителя мощности. – Радиотехника, 2003 г., №2. – с. 61-64.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.05.17

ДОПЛЕРОВСКАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ С ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКОЙ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

Д.О. Орехво

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, orekhvo.d.o@yandex.ru

Аннотация. Предложен метод реализации многоканального доплеровского фильтра, реализующего различную весовую обработку в каждом частотном канале. Показано, что при такой реализации можно достичь вычислительной эффективности близкой к традиционному временному взвешиванию с последующей операцией быстрого преобразования Фурье.

Ключевые слова: доплеровский процессор сигналов, быстрое преобразование Фурье, весовая обработка, весовая функция

DOPPLER FILTERING OF SIGNALS WITH WEIGHTED PROCESSING IN THE FREQUENCY DOMAIN

D.O. Orekhvo

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, orekhvo.d.o@yandex.ru

The summary. A method for implementing a multichannel Doppler filter that implements different weight processing in each frequency channel is proposed. It is shown that with such a realization, it is possible to achieve computational efficiency close to traditional time-based weighing followed by a fast Fourier transform operation.

Keywords: Doppler signal processor, fast Fourier transform, weight processing, weight function

В условиях сложной геополитической обстановки, а также существенного увеличения значимости беспилотных летательных аппаратов как в гражданской, так и в военной сферах остается актуальным вопрос повышения эффективности работы радиолокационных систем (РЛС) и комплексов в части обнаружения целей и измерения их параметров.

Одной из ключевых подсистем, влияющих на важнейшие характеристики РЛС, является подсистема первичной обработки сигналов. Наиболее распространенный подход к ее реализации основан на использовании доплеровской фильтрации, выполняемой в доплеровских процессорах сигналов (ДПС). В случаях реализации многоканальных доплеровских фильтров широкое применение находят алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ) [1]. Не смотря на многочисленные работы в области улучшения параметров вычисления БПФ, применяемых в ДПС, специфика задач не уменьшает её актуальности. Это обусловлено необходимостью выбора рационального критерия синтеза, улучшением вычислительной эффективности, предварительной весовой обработки поступившей пачки импульсов, а также обеспечением точности оценки дальности и параметров движения целей.

Конечность числа импульсов в пачке при использовании БПФ, приводит к искажению оценок спектральных составляющих, так как равносильно умножению входной последовательности на прямоугольное окно [2]. Это может приводить к ложному обнаружению целей в соседних каналах и просачиванию мощных отражений от пассивных помех на вход обнаружителя. Частичное решение данной проблемы возможно при использовании весовых окон.

Традиционными методами весовой обработки является параметрическое взвешивание во временной области [3]. Структурная схема ДПС с БПФ и таким типом взвешивания представлена на рисунке 1. Недостатком такого метода является однотипность обработки во всех частотных каналах. При этом из-за специфики неоднородной спектральной картины, обусловленной наличием мощных пассивных помех от подстилающей поверхности, сосредоточенных в области нулевой доплеровской частоты это может приводить к уменьшению вероятности правильного обнаружения D.

Возможным способом решения данной проблемы может являться перенос процесса взвешивания в частотную область. В таком случае схема ДПС модифицируется в вид, показанный на рисунке 2. Данное решение позволит производить тонкую настройку взвешивания в различных частотных диапазонах, однако обладает существенным недостатком обусловленным повышением вычислительной сложности.

Применение разнообразных языков программирования, различного уровня оптимизации кода, а также отличия аппаратной части не дает возможности объективной оценки вычислительной сложности по времени выполнения операций, более целесообразным будет оценка по количеству элементарных математических операций, при этом большего внимания заслуживают более затратные с точки зрения тактового времени операции умножения.

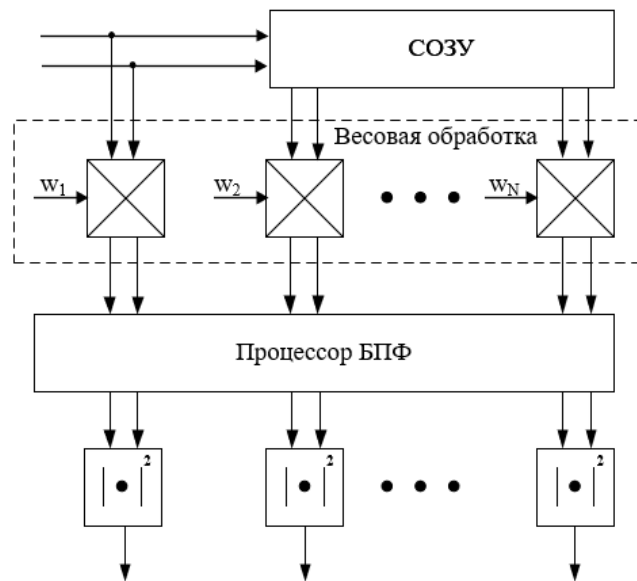


Рис. 1. Структурная схема доплеровского процессора сигналов с взвешиванием во временной области

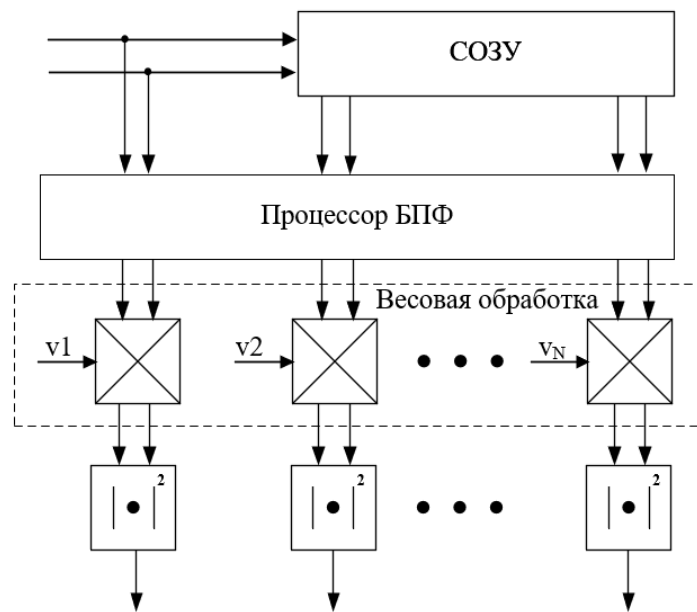


Рис. 2. Структурная схема доплеровского процессора сигналов с взвешиванием в частотной области

В таком случае при числе количества импульсов, равного N , где в условиях применения БПФ оно будет равно степени числа 2 [4, 5], количество операций для традиционного временного взвешивания и БПФ, независимо от применения в БПФ алгоритмов прореживания по времени или частоте в силу зеркальности их графов, учитывая тривиальные умножения, обусловленные умножением на $(-1)^k$ для $k=0, 1$ и на j^k для двухточечного и четырехточечного ДПФ, и что число тривиальных умножений на следующих шагах вычисления БПФ равно $N/4$, $N/8$ и т.д., то число вещественных операций умножения определится как

$$M_{time} = 4N * (\log_2(N) - 3) + 8. \quad (1)$$

При этом для взвешивания в частотной области для совокупности частотных каналов число операций вещественного умножения будет равно:

$$M_{freq} = 2N^2 * (\log_2(N) - 3) + 8. \quad (2)$$

Сравнивая (1) и (2), заметно существенное ухудшение вычислительной эффективности при использовании частотного взвешивания. Однако применение окна Ханна, представляющее суперпозицию трех ядер Дирихле - $Q_0(v)$, описываемое в частотной области как

$$W(v) = \frac{1}{2}Q(v) - \frac{1}{4}Q\left(v - \frac{1}{N}\right) - \frac{1}{4}Q\left(v + \frac{1}{N}\right), \quad (3)$$

где

$$Q(v) = Q_0(v) * \exp(-j\pi(N-1)v) \quad (4)$$

будет иметь в частотной области, показанной на рисунке 3, а), три ненулевых отсчета -0,5, 1 и 0,5.

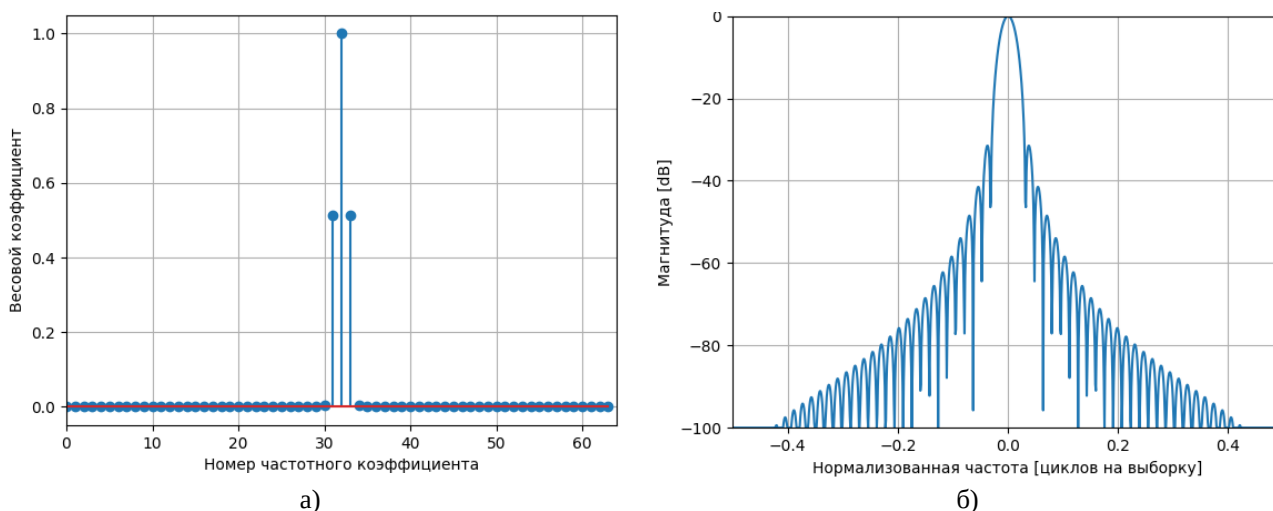


Рис. 3. Частотные характеристики окна Ханна: а) коэффициенты окна Ханна; б) нормированная АЧХ окна Ханна при $N = 64$

При использовании FPGA программируемых логических интегральных схем это в свою очередь дает возможность заменить операцию умножения на «боковые» коэффициенты операцией сдвига регистра на шесть бит в двоичном коде. Таким образом, частотное взвешивание с помощью организации соединений блоков полностью реализуется операциями сложения. Это дает возможность отойти от вычислительной эффективности (2) и максимально близко приблизится к количеству операций умножения, описываемых

$$M_{time} = 2N * (\log_2(N) - 3) + 8. \quad (5)$$

При такой реализации уровень боковых лепестков (УБЛ) АЧХ, показанной на рисунке 3, б), будет составлять -31,5 дБ, а ширина основного лепестка по уровню -3 дБ будет равна 1,438 бина.

Дополнительный выигрыш в вычислительной эффективности может быть достигнут за счет выборочной весовой обработки лишь в частотных каналах, требующих взвешивания, в остальных же каналах, свободных от пассивных помех, выполнять равновесную обработку. Это в свою очередь открывает возможность варьирования частотных весовых коэффициентов, или использования более сложных весовых функций и их комбинаций, например [6], при котором рост вычислительной эффективности будет нивелироваться снижением количества вещественных умножений для каналов с равновесным взвешиванием.

Таким образом, применение весового окна Ханна в частотной области позволяет выполнять различную для частотных каналов весовую обработку, не приводя к снижению вычислительной эффективности, что невозможно при временном взвешивании с последующей реализацией БПФ.

Библиографический список

1. В. И. Кошелев, Н. Х. Чинь Алгоритм быстрого преобразования фурье неэквидистантных последовательностей импульсов // Вестник РГРТУ. 2023. № 85. С. 3-13
2. Орехво Д.О. Выбор параметров весовой обработки в доплеровских фильтрах бортовых РЛС / Межвузовский сборник научных трудов. Выпуск 7 - Методы и устройства обработки сигналов в радиотехнических системах / под общ. ред. Кошелева В.И. - Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2017; Рязань. С. 52-56.
3. В. А. Белокуров Алгоритм обнаружения зависшего вертолѐта // Вестник РГРТУ. 2022. № 79, С. 17 – 19.
4. И. В. Васильев, С. М. Салий, Д. Б. Съедин Особенности расчѐта энергетического потенциала рлс непрерывного излучения метро-вых волн // Вестник РГРТУ. 2023. № 83. С. 13-21.
5. В. Е. Драч, Н. В. Самбуров, И. В. Чухраев Математическая модель для анализа эффективности селекции и обнаружения движущихся целей // Вестник РГРТУ. 2023. № 86. С. 22-31.
6. Орехво Д.О. Комбинированная весовая обработка в многоканальных доплеровских фильтрах //Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2020 [текст]: сб. тр. III междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2020; Рязань. С. 49 – 53.

УДК 621.396.96, 621.391; ГРНТИ 47.49.02

СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ПРИЁМО-ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

В.И. Протасов, Д.А. Поисов

*АО “Научно-исследовательский институт приборостроения имени В. В. Тихомирова ”
protasov.v@nio9.niip.ru*

Аннотация. В работе представлено построение современных приёмо-передающих систем РЛС. Приведены особенности построения данной системы и её составных частей: задающего генератора, приёмного тракта, выходной ступени передающего устройства. Показаны пути дальнейшего развития и модернизации

Ключевые слова: РЛС, передатчик, приёмник, задающий генератор.

THE STATE AND PROSPECTS OF DEVELOPMENT OF THE RECEIVING AND TRANSMITTING PATH OF RADAR SYSTEMS

V.I. Protasov, D.A. Poisov

*V. V. Tikhomirov Scientific Research Institute of Instrument Engineering JSC
protasov.v@nio9.niip.ru*

The summary. The paper presents the construction of modern radar receiving and transmitting systems. The features of the construction of this system and its components are given: the master generator, the receiving path, and the output stage of the transmitting device. The ways of further development and modernization are shown.

Keywords: Radar, transmitter, receiver, master generator.

Радиолокационная станция (далее РЛС) является одной из основных составляющих систем противовоздушной обороны. Несмотря на то, что принципы построения современных систем ПВО закладывались около 40 лет назад, они продолжают доказывать свою эффективность в современных условиях ведения боевых действий.

Однако стремительный прогресс в развитии авиации и ракетной техники, а особенно в части беспилотных летательных аппаратов, может существенным образом снизить эффективность применения указанных комплексов. При этом аппаратная часть, разработанная бо-

лее 30 лет назад, не отвечает современным требованиям технологичности и не отражает новейшие достижения радиоэлектронной промышленности [2].

Приёмо-передающий тракт является важнейшей составляющей, которая обеспечивает тактико-технические характеристики радиолокационных станций. Ответить на современные вызовы может как изменение принципов построения, так и применение современных технологий при проектировании и изготовлении приёмных и передающих устройств РЛС.

Актуальное построение приёмо-передающего тракта РЛС

Отличительной особенностью построения приёмо-передающих трактов РЛС является значительное количество (до 20) блоков входящих в их состав. Это приводит к усложнению кабельно-монтажных частей, увеличению трудоёмкости изготовления входящих блоков и сборочно-монтажных работ РЛС, увеличению комплекта ЗИП, ухудшению показателей электромагнитной совместимости, уменьшению показателей надёжности изделия.

Значительное количество блоков продиктовано, в том числе, конструктивными требованиями к аппаратной части. Масса блоков не должна превышать 50 кг, что обусловлено необходимостью обеспечения удобства обслуживания и возможностью проведения ремонтных работ в полевых условиях. Рассмотрим актуальную структуру построения приёмо-передающего тракта РЛС [1, 3] (см. рисунок 1).

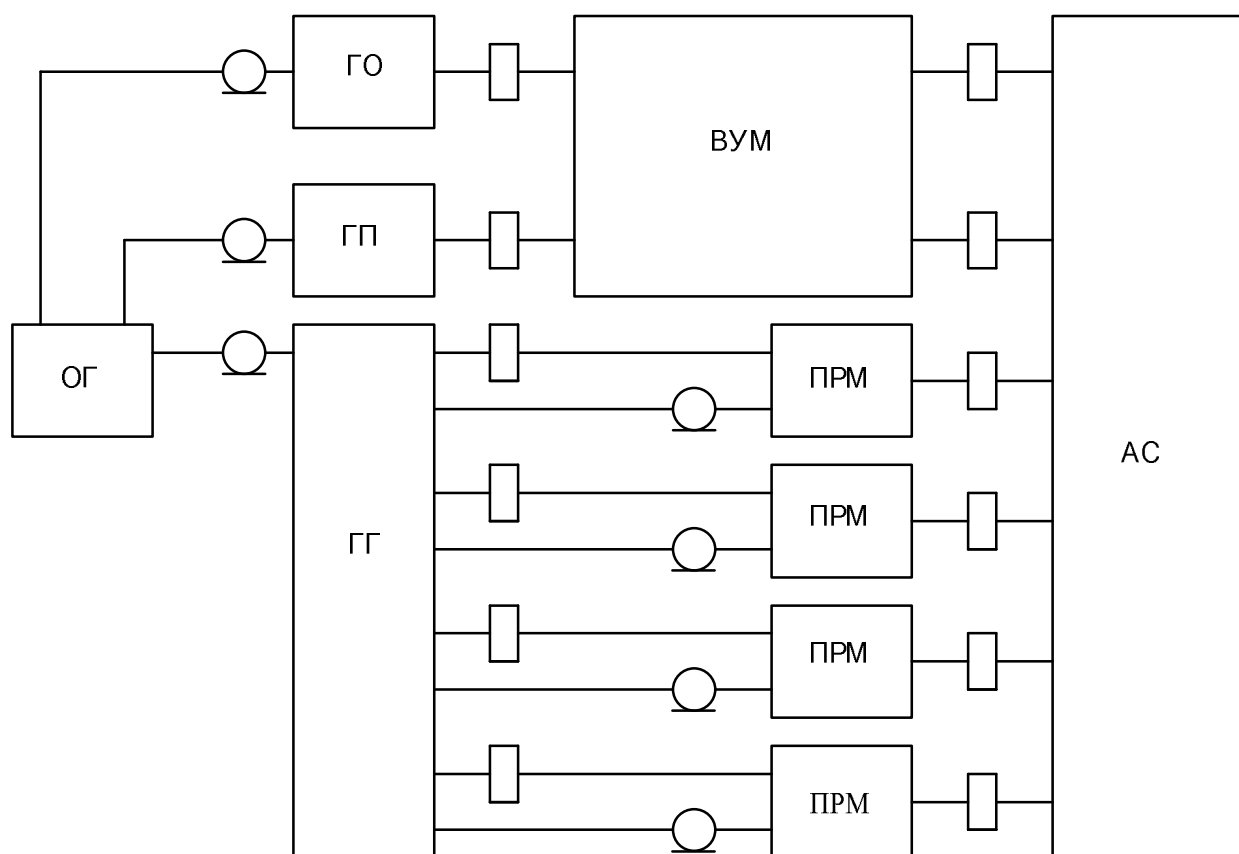


Рис. 1. Структура приёмо-передающего тракта РЛС

ОГ – опорный генератор; ГО – генератор частоты обзора; ГП – генератор частоты подсвета; ГГ – генератор частоты гетеродина; ВУМ – выходной усилитель мощности; ПРМ – СВЧ приёмник; АС – антенная система.

На рисунке 1 показано, что в состав приёмно-передающего тракта входят: три блока задающих генераторов (генератор частоты обзора, генератор частоты подсвета, генератор частоты гетеродинов), четыре блока приёмника СВЧ и выходной усилитель мощности.

Массогабаритные характеристики, а так же энергопотребление приёмно-задающих блоков приведены в таблице 1.

Таблица 1

| Наименование | Масса (кг) | Объём (л) | Потребление |
|------------------------------|------------|-----------|---|
| Генератор частоты обзора | 60 | 80 | 220 Гц 400 Гц 1,2 А, не более |
| Генератор частоты подсвета | 35 | 50 | 220 Гц 400 Гц 0,65 А, не более |
| Генератор частоты гетеродина | 20 | 37 | 220 Гц 400 Гц 0,4 А, не более |
| СВЧ приёмник (1 шт.) | 10 | 20 | 220 Гц 400 Гц 0,8 А, не более + 27 В 0,5 А |

Итак, масса приёмных и задающих блоков приёмно-передающего тракта составляет около 150 кг при занимаемом объёме не менее 250 л. Их энергопотребление составляет около 1,2 кВт. Для размещения блоков на борту необходим громоздкий комплект монтажных частей, в том числе и протяжённых волноводных трактов.

Структура выходного усилителя мощности заслуживает отдельного рассмотрения, и она приведена на рисунке 2.

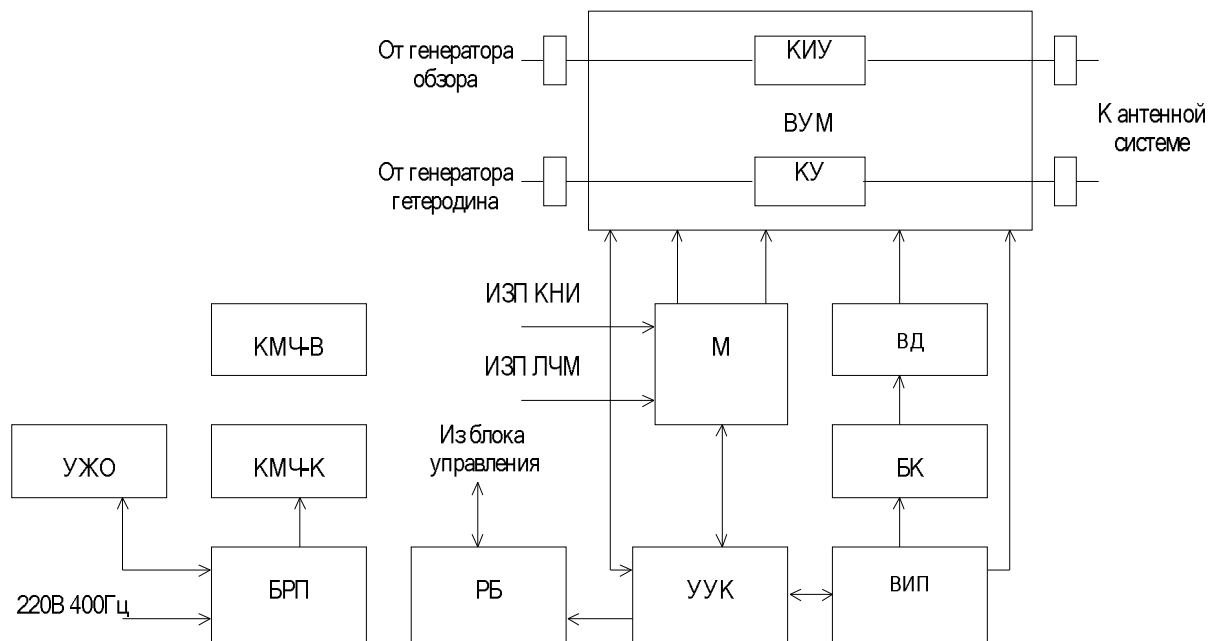


Рис. 2. Структура выходного усилителя мощности

УЖО – устройство жидкостного охлаждения; КМЧ-В – комплект монтажных частей волноводный; КМЧ-К – комплект монтажных частей кабельный; БРП – блок распределения питания; РБ – рама блока; ВУМ – выходной усилитель мощности на основе клистронов типа КИУ и КУ; М – модулятор; УУК – устройство управления и

контроля; ВД – высоковольтный делитель; БК – блок конденсаторов; ВИП – высоковольтный источник питания.

Выходная ступень не имеет единой конструкции, её сборка производится в составе изделия. При этом её масса составляет около 300 кг при занимаемом объёме около 1500 л.

Отсутствие единой конструкции ухудшает электромагнитную совместимость блока, что приводит к появлению паразитных составляющих в спектре выходного сигнала, а так же к снижению шумовых характеристик. Меры по обеспечению необходимой электромагнитной совместимости достаточно сложны и ведут к дальнейшему увеличению массы комплекта монтажных частей передатчика.

Выходной усилитель мощности выполнен на основе клистронов, которые при хороших показателях вносимых фазовых шумов имеют узкую относительную полосу частот, сложную систему оптимизации входной мощности, значительное напряжение управления (до 2,5 кВ), а так же необходимость термостабилизации охлаждающей жидкости.

Общая масса приёмо-передающего тракта с монтажным комплектом составляет около 450 кг и имеет значительные габариты при занимаемом объёме не менее 1700 л, а так же сложный комплект монтажных частей. Обмен информацией между элементами приёмо-передающего тракта и системой встроенного контроля РЛС, а так же управление блоками производится передачей разовых команд, что так же усложняет комплект монтажных частей. Помимо прочего, применяемое в настоящее время построение приёмо-передающего тракта существенно усложняет ремонт и эксплуатацию РЛС.

Варианты модернизации приёмо-передающего тракта РЛС

При разработке современных РЛС к аппаратуре приёмо-передающего тракта предъявляются следующие требования:

- формирование сигналов с широкой мгновенной полосой с целью обеспечения высокого разрешения по дальности;
- применение сигналов, обеспечивающих скрытную работу РЛС;
- обеспечение возможности работы в группе нескольких РЛС при высоком уровне временной синхронизации, включая бистатические режимы работы;
- максимально возможное снижение энергопотребления;
- применение высокоскоростных линий обмена информацией для управления и контроля блоками приёмо-передающего тракта.
- существенное снижение массо-габаритных показателей;
- высокие показатели надёжности;
- простота ремонта и обслуживания.

Учитывая развитие современных технологий синтеза сигналов, его приёма и обработки, формирования видов сигнала, а так же принимая во внимание опыт, полученный за последние годы нашим предприятием, предлагается структура построения приёмо-передающего тракта, приведённая на рисунке 3.

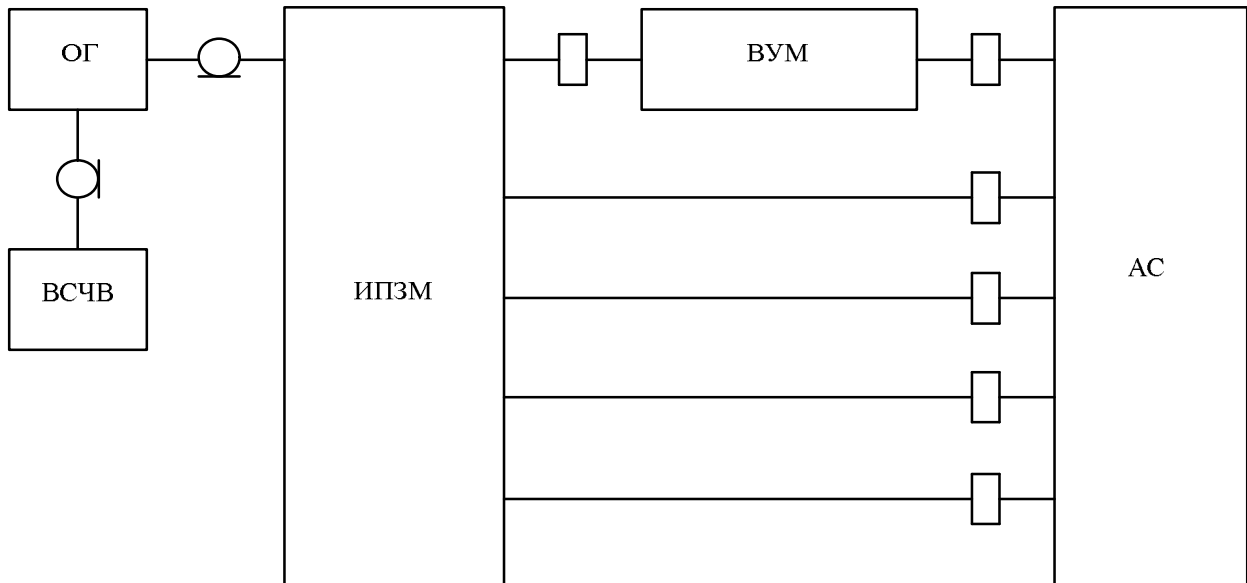


Рис. 3. Структура перспективного приёмо-передающего тракта

ОГ – опорный генератор; ВСЧВ – высокостабильный стандарт частоты и времени; ИПЗМ – интегрированный приёмо-задающий модуль; ВУМ – выходной усилитель мощности; АС – антенная система.

В основе данной схемы лежит применение интегрированного приёмо-задающего модуля и мощной выходной ступени в виде моноблока.

Применение интегрированного приёмо-задающего модуля позволяет улучшить спектральные характеристики синтезируемых сигналов, повысить устойчивость к воздействию вибрации и акустических шумов.

На основе опыта разработки синтезаторов частоты в X-диапазоне можно следующим образом оценить массу и габариты интегрированного приёмо-задающего модуля. Его объём составляет 3 л при массе 3,5 кг. Добавление в данную конструкцию ячеек многоканального аналогового приёмника и формирования модуляции увеличит занимаемый объём оценочно на 3 - 4 литра. Масса модуля не превысит 12 кг, а занимаемый объём составит не более 8 л.

Важную роль в составе приёмо-передающего тракта играет высокостабильный стандарт частоты и времени. Современные стандарты частоты обладают кратковременной нестабильностью не менее 10^{-12} с. Такие характеристики позволят реализовывать бистатистические режимы работы и единую шкалу точного времени разнесённых в пространстве РЛС [4].

Возможны различные варианты построения мощной выходной ступени:

- в виде моноблока на основе последовательной цепочки ЛБВ;
- в виде гибридного передающего устройства, состоящего из последовательно соединённых твердотельного усилителя с выходной мощностью не менее 3 кВт и моноблока на основе ЛБВ;
- выходная ступень на основе параллельно соединённых твердотельных усилителей мощности на основе технологии GaN.

Последний вариант является наиболее перспективным. Его структура приведена на рисунке 4.

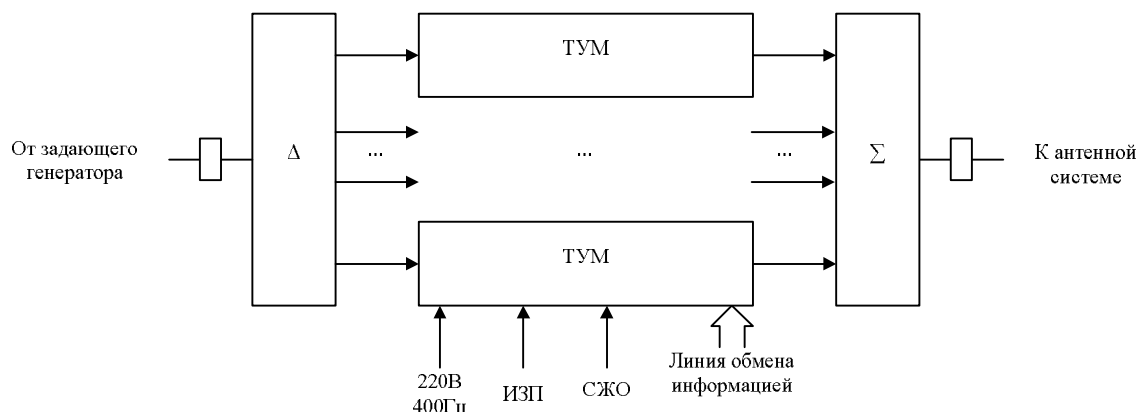


Рис. 4. Структура твердотельного усилителя мощности

Δ – Волноводный делитель мощности; ТУМ – твердотельные усилители мощности (количество определяется требованиями технического задания); Σ – волноводный сумматор мощности.

Данное построение выходной ступени имеет следующие преимущества относительно существующих изделий, где в качестве усилителей мощности используются клистроны:

1. Расширенную (не менее 10 %) рабочую полосу частот;
2. Отсутствие высоковольтных напряжений;
3. Отсутствие необходимости оптимизация входной мощности;
4. Возможность управления уровнем выходной мощности;
5. Минимизируются проблемы межблочных связей;
6. Высокие показатели надёжности и наработки на отказ (до 20000 часов);
7. Уменьшаются суммарные габариты и масса. Оценочно масса передающей системы составит 180 кг при объёме около 220 л.

К недостаткам данного построения относится:

- требование к температуре охлаждающей жидкости не более 60°C;
- перегрев усилителей при значительной длительности импульсов (сотни микросекунд).

Выводы

Таким образом, внедрение структуры построения приёмо-передающего тракта РЛС, описанной выше и представленной на рисунках 3 и 4 даёт следующие преимущества:

1. Уменьшение времени проектирования и разработки РЛС.
2. Существенное уменьшение массо-габаритных показателей аппаратуры до 2 раз по массе (на 250 кг) и до 6-7 раз по объёму (на 1500 л).
3. Упрощение конструкции РЛС.
4. Сокращение комплекта монтажных частей, что в свою очередь будет улучшать электромагнитную совместимость РЛС, снизит вероятность ошибки при её окончательной сборке.
5. Облегчение механо-сборочных работ при изготовлении РЛС, сокращение времени изготовления, обслуживания и ремонта в условиях эксплуатации, снижение эксплуатационных расходов.
6. Улучшение технических характеристик РЛС в части стабильности частотных и фазовых характеристик излучаемого и принимаемого сигнала.
7. Расширение полосы рабочих частот (не менее 10%).

8. Возможность реализации современных видов сигналов, таких как шумоподобные сигналы и сигналы со сверхширокой полосой.
9. Возможность ступенчатого изменения выходной мощности.
10. Повышение временной стабильности до 10^{-12} с, что дает возможность использования бистатистических режимов работы нескольких РЛС.
11. Повышение надежности РЛС, увеличение времени наработки на отказ.

Библиографический список

1. Вовшин Б. М. Теоретические основы радиолокационного наблюдения целей. Учебник. – М.: ПАО «НПО «Алмаз», 2022. – 312 с.: ил.
2. Ангельский Р. Д., Шестов И. В. Отечественные зенитные ракетные комплексы: Иллюстрированный справочник/ Р. Д. Ангельский.- М.: ООО «Издательство Астрель»: ООО «Издательство АСТ», 2002. – 256 с.: ил. – (Военная техника).
3. Харкевич А. А. Основы радиотехники. – 3-е изд., стер. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – 512 с.
4. Радиотехнические и радиооптические системы. Учебное пособие для студентов вузов / Э. А. Засовин, А. Б. Борзов, Р. П. Быстров, Е. П. Илясов, А. А. Потапов, А. В. Соколов, А. Н. Титов / Под редакцией Э. А. Засовина. М.: Круглый год, 2001. 752 с.: илл.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.61.29

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ ОЦЕНКИ СОБСТВЕННЫХ ВЕКТОРОВ ШУМОВОГО ПОДПРОСТРАНСТВА

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. Приведено описание алгоритмов спектрального анализа для определения направления прихода радиоизлучения, основанных на оценке собственных векторов шумового подпространства, таких как MUSIC, EV, минимальной нормы и ROOT-MUSIC. Используя расположение корней полинома на комплексной плоскости для алгоритма ROOT-MUSIC и пеленгационные рельефы для остальных алгоритмов, проведен сравнительный анализ разрешающей способности по угловой координате и погрешности измерения направления прихода применительно к 16-элементной линейной эквидистантной антенной решётке при одном и двух равномоощных источниках радиоизлучения.

Ключевые слова: оценка направлений прихода радиоизлучения, MUSIC, EV, алгоритм минимальной нормы, ROOT-MUSIC, линейная эквидистантная антенная решетка.

RESEARCH ON THE EFFECTIVENESS OF ALGORITHMS FOR DETERMINING THE DIRECTION OF ARRIVAL OF RADIO EMISSIONS BASED ON THE ESTIMATION OF EIGENVECTORS OF THE NOISE SUBSPACE

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 description of spectral analysis algorithms for determining the direction of arrival of radio emissions is provided, based on the estimation of the eigenvectors of the noise subspace, such as MUSIC, EV, minimum norm, and ROOT-MUSIC. Using the location of the roots of the polynomial on the complex plane for the ROOT-MUSIC algorithm and direction-finding reliefs for the other algorithms, a comparative analysis of angular resolution and measurement error in the direction of arrival is conducted, specifically for a 16-element linear equidistant antenna array with one and two equal-power sources of radio emissions.

Keywords: assessment of the directions of arrival of radio emissions, MUSIC, EV, minimum norm algorithm, ROOT-MUSIC, linear equidistant antenna array.

Методы спектрального анализа находят широкое применение в теории и практике моделирования случайных процессов [1, 2], а также в задачах оценивания частоты [3] и направления прихода радиоизлучения (НПР) [4, 5]. Измерение НПР является одной из важнейших задач для радиотехнических систем (РТС) и систем мобильной связи [5, 6]. Для улучшения разрешающей способности по угловой координате и снижения погрешности определения НПР в РТС предлагаются методы нелинейного спектрального анализа на базе антенных решеток (АР) различной конфигурации [7–9].

В рамках данной работы рассматриваются алгоритмы сверхразрешения, основанные на оценивании собственных векторов межканальной корреляционной матрицы (КМ) входной реализации, соответствующих шумовому подпространству, такие как алгоритм классификации множественных сигналов MUSIC (англ. «multiple signal classification»), алгоритм собственных векторов EV (англ. «eigenvector»), минимальной нормы и ROOT-MUSIC.

Описание алгоритмов, основанных на оценивании НПР в подпространстве шума

Алгоритмы последовательной пеленгации, к которым относятся MUSIC, EV и минимальной нормы, фокусируются на вычислении пеленгационного рельефа (ПР) $P(\theta)$, которое осуществляется на основе анализа собственных значений и собственных векторов оценки межканальной КМ $\hat{\mathbf{R}}$ входной реализации.

Согласно теории линейной алгебры [10], для M -размерной матрице имеется M собственных значений λ_i и соответствующих им собственные векторы \mathbf{U}_i , $i=0..M-1$. Анализ собственных значений КМ входных сигналов показывает [5, 11, 12], что при наличии на входе АР $K < M$ сигналов от точечных источников, собственные значения КМ можно разделить на две группы [11]: K собственных значений λ_j , $j=0..K-1$, каждое из которых превышает уровень мощности пространственно-некоррелированного шума в одном канале обработки и $M-K-1$ собственных значений, не превышающих данного значения. Данный подход позволяет разделить матрицы собственных векторов $\hat{\mathbf{U}}$ на подматрицы, соответствующие подпространству сигнала $\hat{\mathbf{U}}_c$ и подпространству шума $\hat{\mathbf{U}}_{ш}$ [10, 12].

На рисунке 1 представлен пример спектра собственных значений КМ для 16-элементной АР, на вход которой поступают сигналы двух источников ($K=2$): а) – разница углов прихода $\Delta\theta_1 = 10^\circ$, б) – разница углов прихода $\Delta\theta_2 = 3^\circ$. На рисунке 2 показан случай, когда на вход поступает сигнал от одного источника. Из рисунка 1 и 2 видно, что с уменьшением углового расстояния между источниками сигналов разница между $(K-1)$ -м и K -м собственными значениями становится менее выраженной, что приводит к схожести со случаем, когда имеется только один источник.

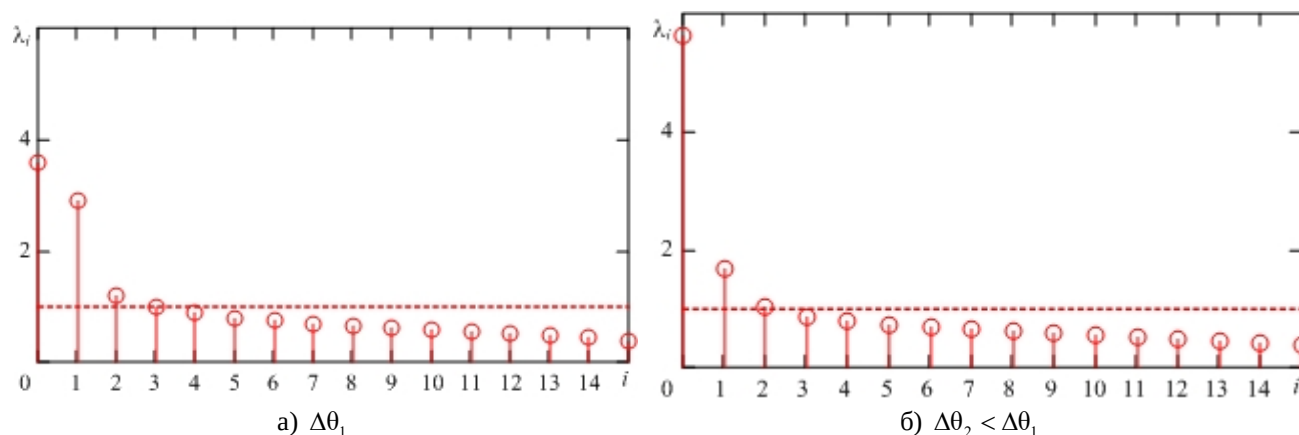


Рис. 1. Спектр собственных значений КМ двух источников для 16-элементной АР

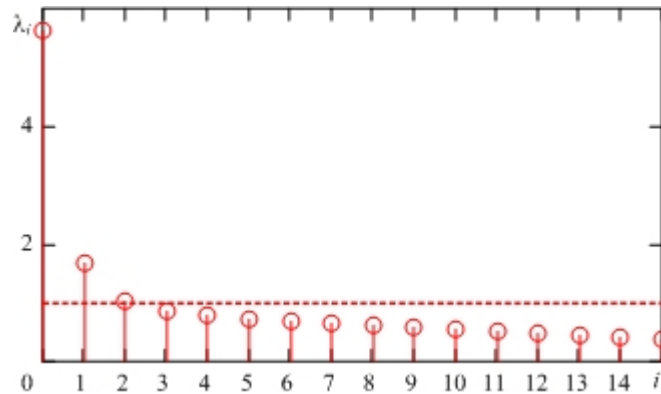


Рис. 2. Спектр собственных значений КМ одного источника для 16-элементной АР

В таблице 1 представлены формулы для вычисления ПР для алгоритмов MUSIC и EV [3–5], где $\mathbf{A}(\theta)$ – опорный (управляющий) вектор волнового фронта.

Таблица 1. Выражения для вычисления ПР

| Алгоритм MUSIC | Алгоритм EV |
|---|---|
| $P(\theta) = \frac{1}{\mathbf{A}^H(\theta) \hat{\mathbf{U}}_{\text{ш}} \hat{\mathbf{U}}_{\text{ш}}^H \mathbf{A}(\theta)}$ | $P(\theta) = \frac{1}{\mathbf{A}^H(\theta) \sum_{i=K}^{M-1} \left(\frac{\hat{\mathbf{U}}_{\text{ш}i} \hat{\mathbf{U}}_{\text{ш}i}^H}{\hat{\lambda}_{\text{ш}i}} \right) \mathbf{A}(\theta)}$ |

ПР для алгоритма минимальной нормы имеет следующий вид [5]:

$$P(\theta) = \frac{1}{\left| \mathbf{A}^H(\theta) \hat{\mathbf{U}}_{\text{ш}} \hat{\mathbf{U}}_{\text{ш}}^H \mathbf{u}_{n_0} \right|^2},$$

где $\mathbf{u}_{n_0} = \hat{\mathbf{R}}^{-1} \hat{\mathbf{R}}_0$ – вектор размерности M , полученный по критерию минимума мощности суммарных шумов на выходе АР;

$\hat{\mathbf{R}}_0$ – первый столбец оценки КМ;

$\hat{\mathbf{R}}^{-1}$ – матрица, обратная оценки межканальной КМ.

Алгоритм ROOT-MUSIC применительно к линейным АР основан на вычислении нулей полинома [11-13]:

$$D(z) = \sum_{l=-M+1}^{M-1} \hat{C}_l z^{-l},$$

где коэффициенты \hat{C}_l полинома получаются путем суммирования элементов на l -ой диагонали матрицы $\hat{\mathbf{C}} = \hat{\mathbf{U}}_{\text{ш}} \hat{\mathbf{U}}_{\text{ш}}^H$. Из полученных $M-1$ корней, находящихся внутри окружности единичного радиуса необходимо выбрать K корней, расположенных наиболее близко к ней. На основе этих корней осуществляется оценка НПР с использованием выражений [13-15]:

$$\theta_m = \arcsin \left(\frac{\arg(z_m)}{\pi} \right), \quad m = 1, \dots, K,$$

где z_m – m -й найденный корень,

$\arg(\bullet)$ – возвращает значение аргумента комплексного числа.

Результаты моделирования

Моделирование выполнено с использованием среды MathCad 15.0. Для создания модели сигнала, представляющего собой пространственно коррелированный случайный процесс, использован метод формирующего фильтра, описанный в [16]. Имитационное моделирование проводилось при следующих начальных условиях: объем выборки $N = 2^8$, количество элементов линейной эквидистантной АР $M = 16$, расстояние между элементами АР $d = \lambda/2$, отношение сигнал-шум по мощности $q = 5$, а относительная ширина углового спектра составила 0,03 и количество экспериментов $p = 500$.

На рисунке 3 представлены ПР, полученные в соответствии с алгоритмами MUSIC, EV и минимальной нормы: а – для одного источника радиоизлучения с направления $\theta_1 = 15^\circ$; б – для двух источников с направлений $\theta_1 = 15^\circ$ и $\theta_2 = 25^\circ$.

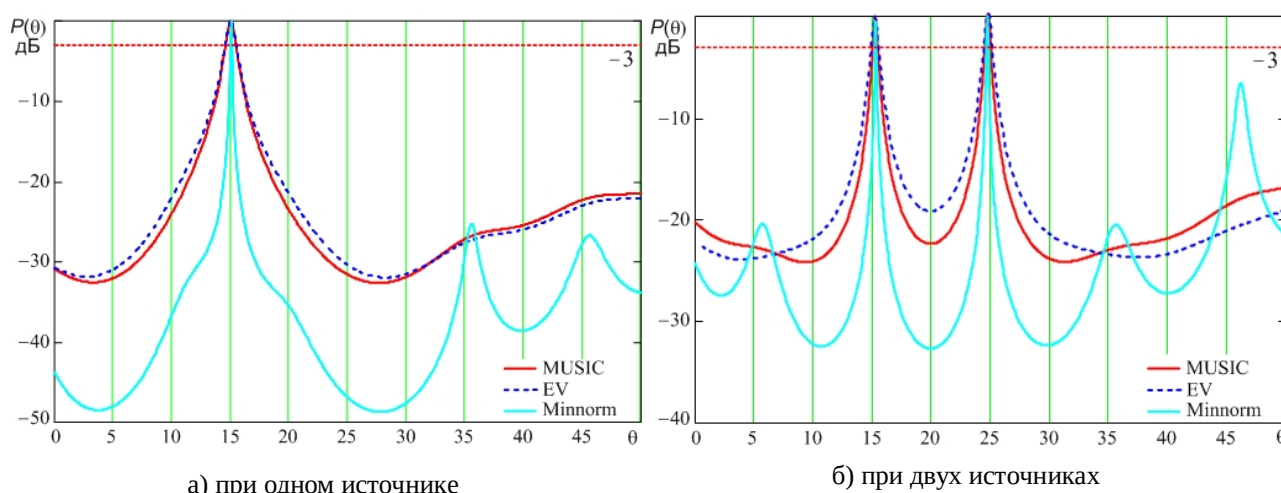


Рис. 3. ПР, полученные для алгоритмов MUSIC, EV и минимальной нормы

На рисунке 4 представлено расположение корней полинома $D(z)$ на комплексной плоскости и их модули $|z_i|$ для алгоритма ROOT-MUSIC:

- а – при одном источнике радиоизлучения с направления $\theta_1 = 15^\circ$;
- б – при двух источниках с направлений $\theta_1 = 15^\circ$ и $\theta_2 = 25^\circ$.

В таблице 2 представлены полученные средние ошибки оценивания НПР в случае одного и двух источников радиоизлучения и разрешающая способность по угловой координате для исследуемых алгоритмов.

Таблица 2. Результаты моделирования

| | MUSIC | EV | Мин. нормы | ROOT-MUSIC |
|---------------------------------|-------|-------|------------|------------|
| Средние ошибки, ° (1 источник) | 0,020 | 0,015 | 0,068 | 0,014 |
| Средние ошибки, ° (2 источника) | 0,241 | 0,213 | 0,284 | 0,240 |
| Разрешающая способность, ° | 2,9 | 3,0 | 2,7 | 2,5 |

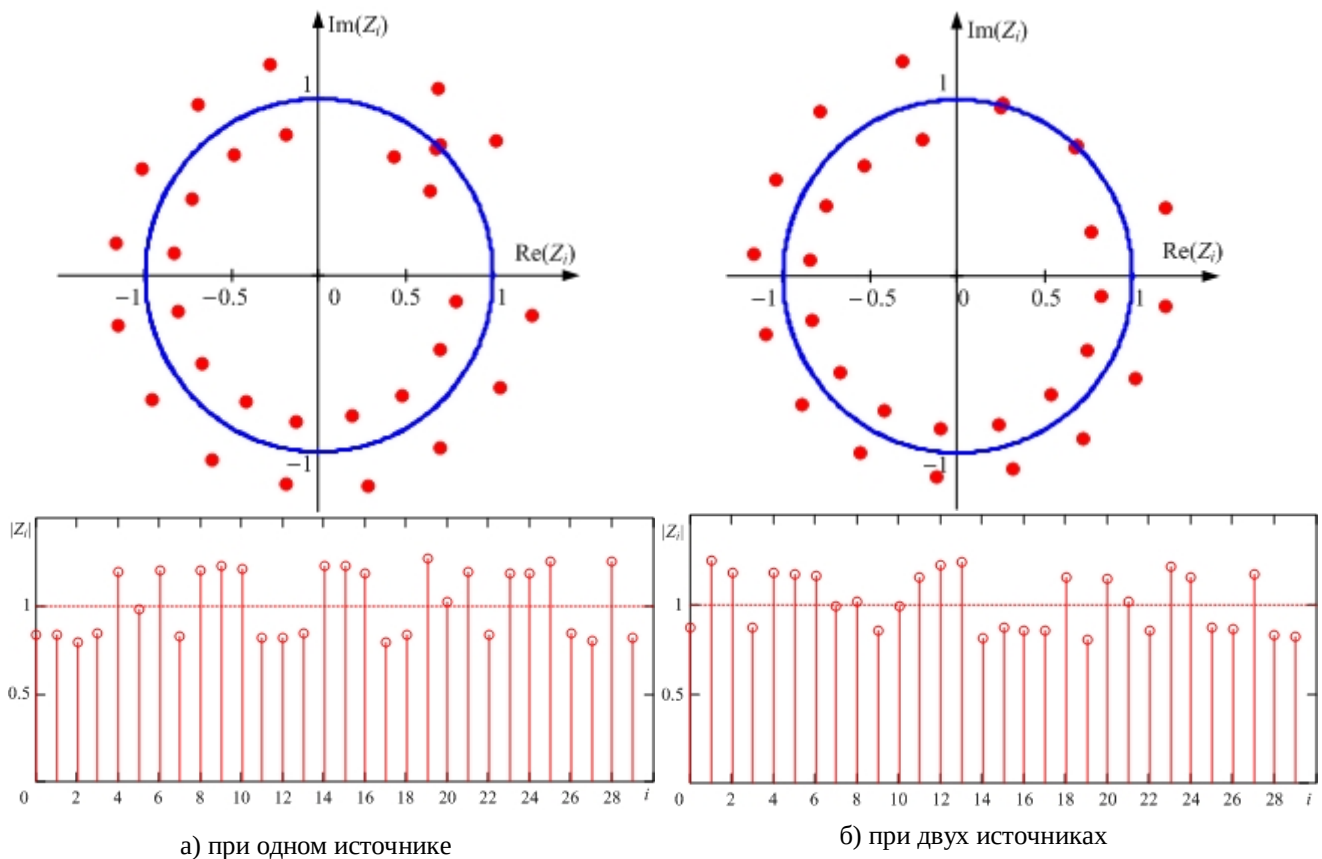


Рис. 4. Расположение корней полинома $D(z)$ на комплексной плоскости и их модули $|z_i|$

Выводы

На основе результатов моделирования можно сделать следующие выводы: по сравнению с алгоритмом MUSIC алгоритм EV демонстрирует на 10% меньшие ошибки в оценке НПР. Алгоритм минимальной нормы имеет выигрыш по разрешающей способности по угловой координате до 7%, однако при этом погрешность измерения превышает на 15% погрешность, характерную алгоритму MUSIC. Также, судя по рисунку 3, ПР, полученный на основе алгоритма минимальной нормы, имеет большую вероятность возникновения ложных пиков. Алгоритм ROOT-MUSIC имеет наилучшую разрешающую способность по угловой координате среди исследуемых алгоритмов.

Библиографический список

1. 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.
2. Андреев В. Г., Жирков Е. А. Методы анализа световых отражений при лазерном зондировании атмосферы // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2023. № 85. С. 14–22.
3. Марпл, С.Л. (мл.). Цифровой спектральный анализ и его приложения / И.С. Рыжак // М.: Мир. – 1990. – 584 с.
4. Джонсон, Д.Х. Применение методов спектрального оценивания к задачам определения угловых координат источников излучения // ТИИЭР. – 1982. – №9. – С.126–139.
5. Ратынский, М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках // М.: Радио и связь. – 2003. – 200 с.
6. Ключко В.К., Кузнецов В.П., Ву Ба Хунг. Оценивание параметров радиосигналов от подвижных малоысотных объектов // Вестник РГТУ. 2022. № 80. С. 12–23.
7. 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.

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

9. Пешков И.В., Нечаев Ю.Б., Зайцева И.Н. Оценка характеристик радиопеленгации в объемных антенных решетках с направленными излучателями методом MUSIC // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2018. – № 4. – С. 92–100.

10. Ланкастер П. Теория матриц / пер. с англ. – М.: Наука, 1982. – 272 с.

11. Ермолаев, В.Т. Методы оценивания параметров источников сигналов и помех, принимаемых антенной решёткой: учеб. метод. материалы / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман // Н. Новгород: ННГУ. - 2007. - 98 с.

12. Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1983. – 240 с.

13. Shengxinlai Han, Xin Lai, Yu Zhang, Xiaofei Zhang. A Computationally Efficient and Virtualization-Free Two-Dimensional DOA Estimation Method for Nested Planar Array: RD-Root-MUSIC Algorithm // Sensors. - 2022, №22(5220). - 13 с.

14. Jeffrey Foutz, Andreas Spanias, Mahesh K. Banavar. Narrowband direction of arrival estimation for antenna arrays // Morgan claypool publishers. - 2008. - 83 с.

15. Mohammed A. G. Al-Sadoon, Marcus de Ree, Raed A. Abd-Alhameed, Peter S. Excell. Uniform sampling methodology to construct projection matrices for angle-of-arrival estimation applications // Electronics. - 2019, №8(1386). - 19 с.

16. Кошелев, В.И. АРСС-модели случайных процессов. Прикладные задачи синтеза и оптимизации // М.: Радио и связь. - 2002. - 112 с.

УДК 621.317.2; ГРНТИ 47.61.31

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВЫХОДНЫХ И ПЕРЕДАТОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МОП-ТРАНЗИСТОРОВ С ИНДУЦИРОВАННЫМ КАНАЛОМ

А.А. Жуков, Н.С. Седов

*Национальный исследовательский Томский государственный университет,
Российская Федерация, Томск, gyk@mail.tsu.ru*

Аннотация. Приведено описание программно-аппаратного комплекса LabVIEW- NI Elvis II+ для измерения вольтамперных характеристик МОП-транзисторов. Кратко представлен порядок работы с ним. Приведены примеры получаемых характеристик.

Ключевые слова: NI Elvis II+, LabVIEW, ВХХ полевого транзистора.

HARDWARE AND SOFTWARE COMPLEX FOR MEASURING OUTPUT AND TRANSFER CHARACTERISTICS OF MOSFET

A.A. Zhukov, N.S. Sedov

*National Research Tomsk State University,
Russia, Tomsk, gyk@mail.tsu.ru*

The summary. The description of the LabVIEW-NI Elvis II+ hardware and software complex for measuring the volt-ampere characteristics of MOS transistors is given. The procedure for working with it is briefly presented. Examples of the obtained characteristics are given.

Keywords: NI ELVIS II+, LabVIEW, current-voltage characteristic of the MOSFET.

Полевые и биполярные транзисторы имеют свои особенности, и выбор между ними зависит от конкретных требований к схеме. Однако первые обладают рядом преимуществ:

- низкое энергопотребление в широком диапазоне частот;
- высокая скорость срабатывания;
- более стабильная работа в широком диапазоне температур;
- управление напряжением, а не током, что снижает вероятность ошибок при проектировании схем.

Перечисленные особенности полевых транзисторов обеспечивают широкую область их применения в различных электронных устройствах, включая усилители, генераторы, коммутаторы и преобразователи. Потому изучение вольтамперных характеристик (ВАХ) будущими специалистами в области электроники является актуальной задачей.

Обзор литературы показывает, что имеются разработки комплексов, позволяющих получить параметры и характеристики полевых транзисторов.

В работе [1] приведено описание автоматизированного рабочего места, в котором используется два программируемых источника питания и среда LabView для определения таких параметров МОП-транзисторов, как сопротивление канала в открытом состоянии и ток стока при разном напряжении на затворе.

В работах [2, 3] представлен комплекс для автоматизации измерений и обработки результатов измерений характеристик МОП-транзисторов, работающих при высоких температурах. Комплекс управляется с помощью виртуального прибора в среде LabView и состоит из аналитической зондовой установки ЭМ-6030, измерителя Keithley Sourcemeter 2602, мультиметра GDM-8246 и источника постоянного напряжения GPD-73303d.

В работе [4] описан программно-аппаратный комплекс, определяющий геометрические параметры кольцевого МОП транзистора с помощью двух источников измерителей Keithley Source Meters 2612A. Измеренные параметры сравнивались с параметрами, предоставленными заводом-изготовителем транзисторов, и использовались в целях составления компьютерной модели исследуемого радиоэлектронного компонента.

В работе [5] описан комплекс для измерения выходных и передаточных характеристик и определения SPICE параметров биполярных и полевых транзисторов. Авторы данной работы утверждают, что их разработка имеет меньшую стоимость в сравнении с имеющимися разработками.

Указанные выше разработки имеют схожие недостатки, усложняющие их использование для измерения ВАХ МОП-транзисторов в учебных лабораториях:

- использование не встроенных в единую физическую платформу большого размера источников питания и измерительного оборудования, из чего вытекает сложность и нецелесообразность сборки измерительной схемы в рамках лабораторных работ;
- дороговизна устройств и программного обеспечения, входящих в состав измерительной схемы;
- отсутствие подробного описания программной части комплекса;
- отсутствие гарантий, что комплекс будет исправно выполнять измерения.

На радиофизическом факультете Томского государственного университета в лабораторных практикумах по радиотехническим дисциплинам используется измерительное оборудование компании National Instruments [6-8]. В учебном процессе большое внимание уделяется рассмотрению полевых транзисторов, однако их изучение сводится к моделированию характеристик в программах Multisim и Micro-Cap, так как имеющиеся на факультете комплекты приборов (NI Elvis II+ и NI Elvis III) позволяют измерять характеристики только биполярных транзисторов.

В связи с этим была поставлена задача на базе имеющихся комплектов NI Elvis II+ [9] и системы программирования LabVIEW разработать комплекс, способный измерить выходные и передаточные характеристики транзисторов с изолированным затвором (МОП транзисторов).

Программно-аппаратный комплекс для измерения ВАХ

Авторами разработан программно-аппаратный комплекс, который позволяет измерять выходные и передаточные вольтамперные характеристики (ВАХ) n- и p-канальных МОП-транзисторов с индуцированным каналом.

Измерительная схема (рисунок 1) содержит:

- резистор $R1$ для измерения силы тока;
- реле $K1$ для смены полярности напряжения;
- соединительные провода для подключения к измерительным линиям комплекта приборов NI Elvis II+ и МОП-транзистору.

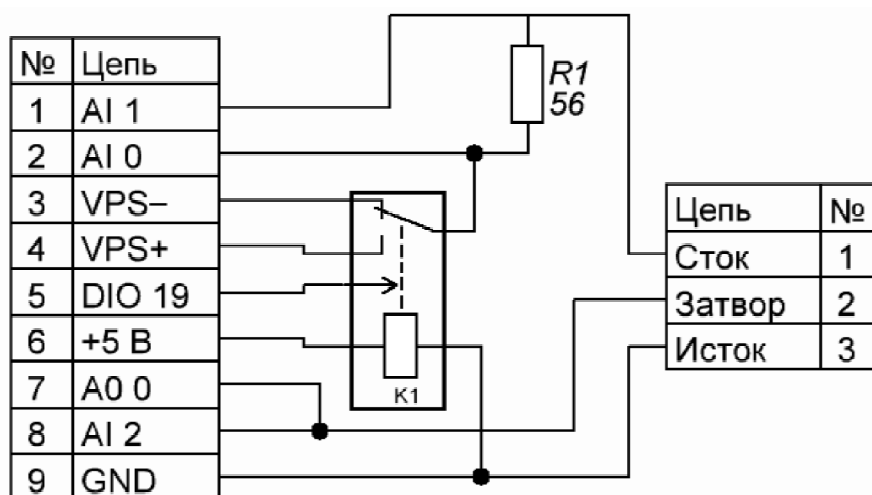


Рис. 1. Измерительная схема разработанного комплекса

Управление измерением происходит с помощью персонального компьютера (ПК), на который предустановлены операционная система Windows и среда программирования LabVIEW [10]. На лицевой панели виртуального прибора (рисунок 2) пользователю необходимо выбрать:

- тип транзистора и его характеристику;
- измерительный комплекс (устройство), подключенный к персональному компьютеру;
- величину сопротивления резистора R_s , включаемого в цепь стока;
- диапазон напряжений на затворе и стоке.

Разработанный ВП позволяет проследить за текущими результатами измерений в текстовом и графическом виде (область в левом нижнем углу лицевой панели ВП), отобразить итоговые результаты на графическом индикаторе, исключить из просмотра лишние кривые и определить значения в точках на кривых с помощью двух курсоров.

Кнопка START нужна для запуска процесса измерения. Первая кнопка STOP предназначена для принудительного завершения измерений, вторая кнопка STOP – для остановки работы программы.

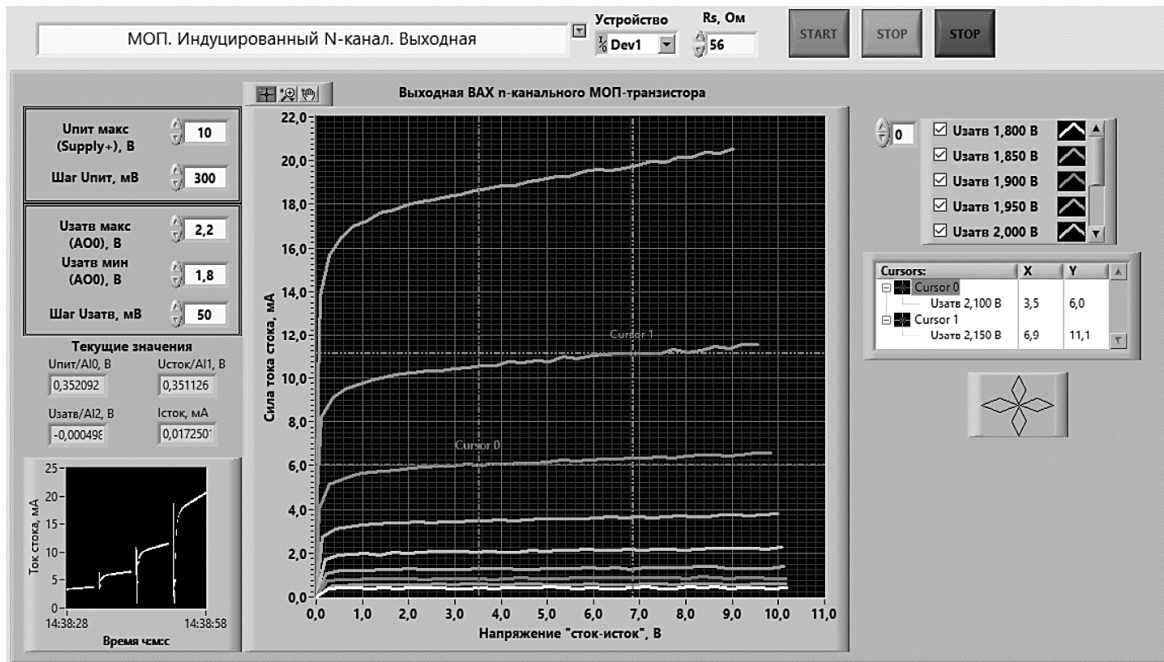


Рис. 2. Лицевая панель виртуального прибора с полученной выходной ВАХ n-канального МОП-транзистора

На рисунке 3 приведена блок-диаграмма виртуального прибора (ВП) в случае выбора передаточной ВАХ МОП-транзистора с индуцированным n-каналом.

Весь процесс измерения и расчёта передаточной ВАХ проходит внутри цикла. На стоке сначала устанавливается фиксированное значение потенциала, за что отвечает встроенный экспресс прибор NI ELVISmx Variable Power Supplies. Затем происходит перебор значений потенциала на затворе, за что отвечает экспресс прибор DAQ Assistant, и одновременно с этим платформа NI ELVIS II+ проводит измерения напряжения на резисторе с помощью еще одного экспресс прибора DAQ Assistant. Затем в программе рассчитывается сила тока на резисторе и обрабатываются данные в целях удобного представления результатов измерений.

Выходная характеристика измеряется по подобному алгоритму, только на каждой итерации цикла фиксированное значение устанавливается на затворе, а перебор значений напряжений происходит на стоке.

В платформу NI ELVIS II+ встроены системы защиты, которые прекращают её работу в случаях, когда величина тока доходит до 500 мА. Такая остановка может привести к ошибкам при измерениях описываемым комплексом, поэтому в процессе определения выходной ВАХ предусмотрено окончание измерений внутри цикла при достижении величины тока, равной 450 мА, а в процессе определения передаточной ВАХ измерения в цикле заканчиваются в при силе тока, равной 100 мА, ввиду нецелесообразности измерений при больших её значениях.

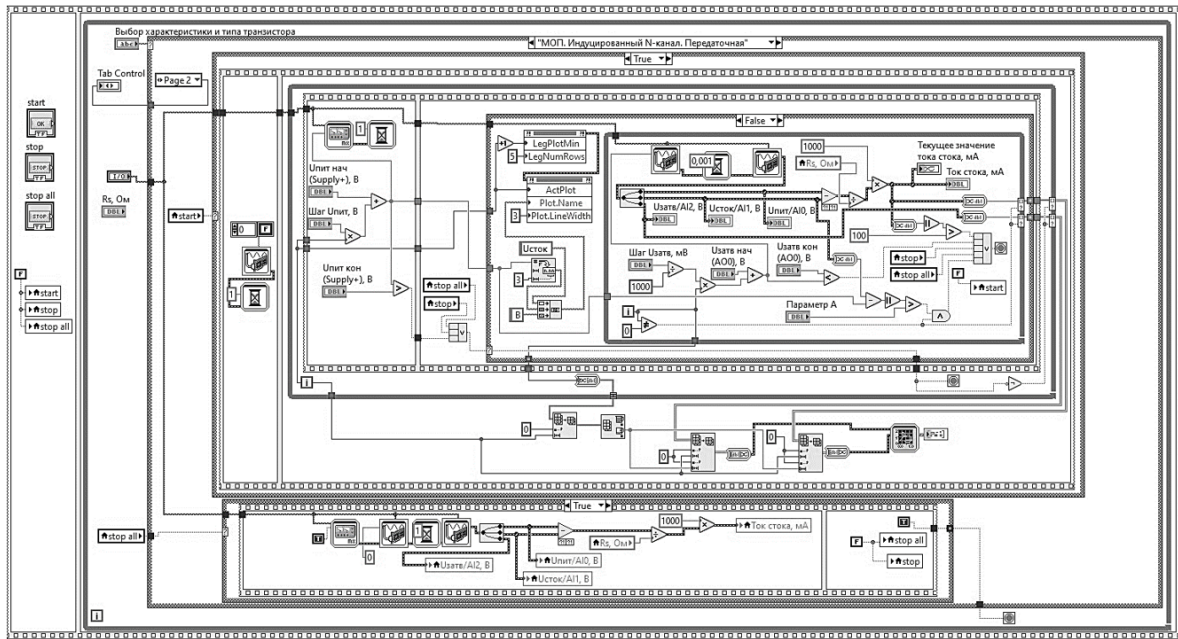


Рис. 3. Блок-диаграмма виртуального прибора (ВП) для измерения передаточной ВАХ МОП-транзистора

Примеры выходных и передаточных ВАХ МОП-транзисторов

С помощью описанного программно-аппаратного комплекса были проведены измерения передаточных и выходных характеристик некоторых МОП-транзисторов.

На рисунках 4 и 5 приведены передаточные и выходные характеристики МОП-транзисторов с индуцированным n-каналом (IRF540N) и p-каналом (IRF5305).

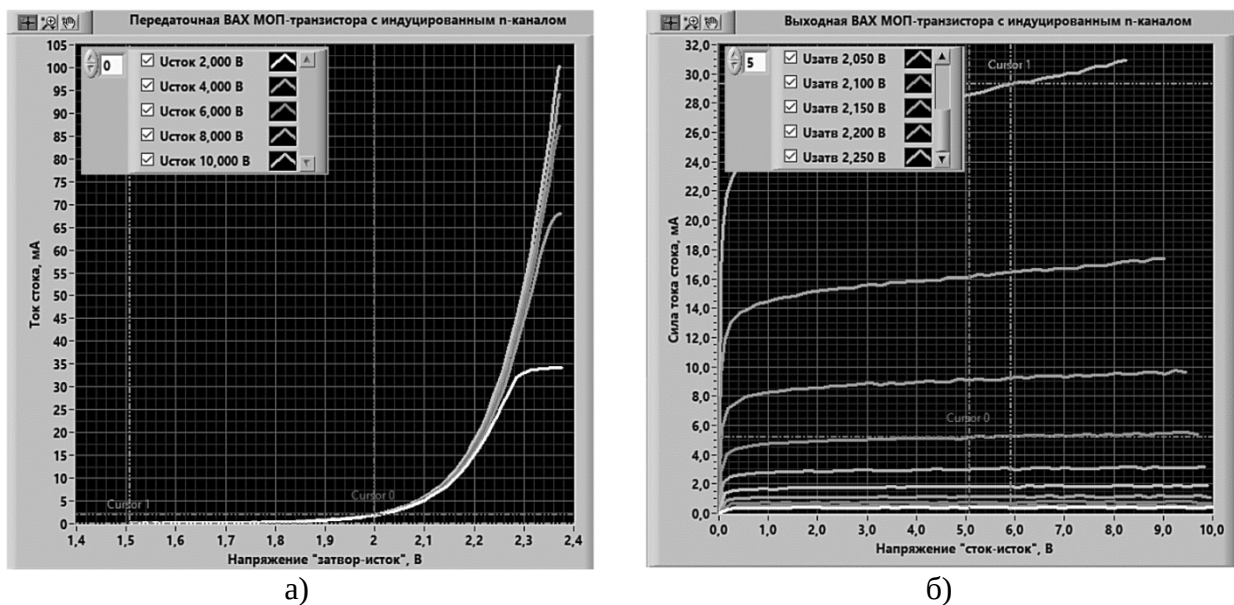


Рис. 4. Результат измерения комплексом передаточной (а) и выходной (б) ВАХ МОП-транзистора с индуцированным n-каналом IRF540N

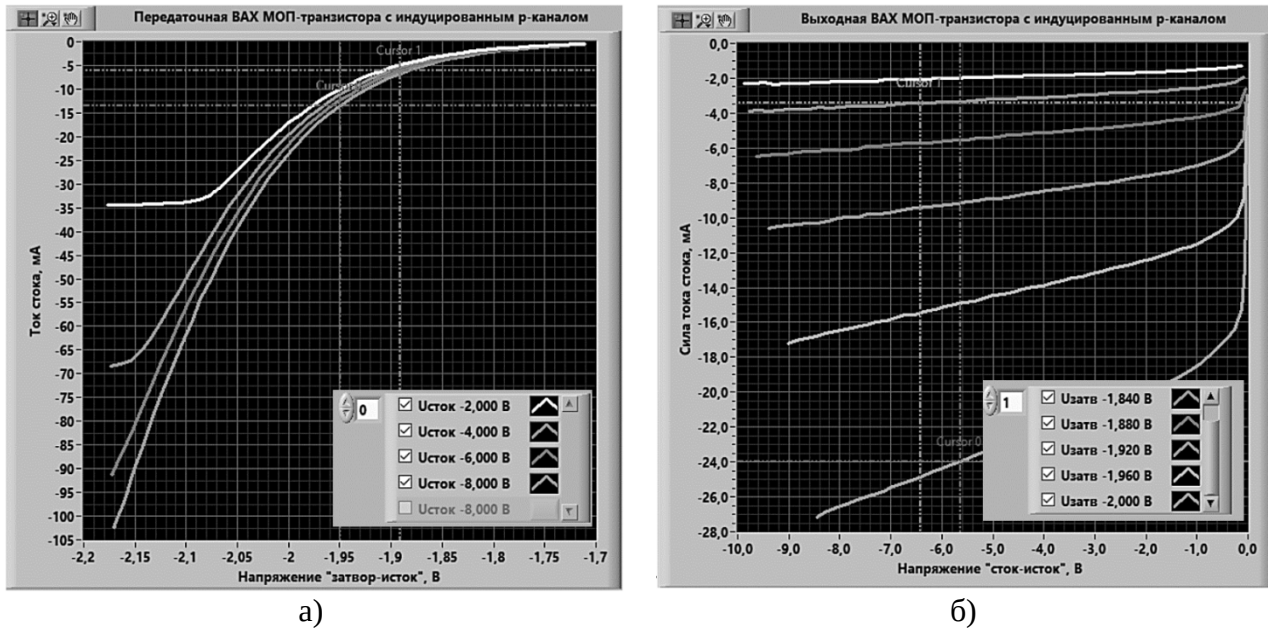


Рис. 5. Результат измерения комплексом передаточной (а) и выходной (б) ВАХ МОП-транзистора с индуцированным р-каналом IRF5305

Сравнение полученных характеристик с техническими характеристиками и результатами моделирования ВАХ в программах схемотехнического моделирования Multisim и Micro-Cap подтвердило достоверность полученных результатов.

Разработанный программно-аппаратный комплекс внедрен в учебный процесс на радиофизическом факультете Томского госуниверситета. Студенты используют его в лабораторной работе, предполагающей сравнение измеренных характеристик МОП-транзисторов с индуцированным каналом с ВАХ их моделей, получаемых в пакетах схемотехнического моделирования.

В системе электронного обучения iDO ТГУ в одном из электронных курсов подготовлен раздел, в котором размещены варианты заданий для выполнения лабораторной работы по измерению ВАХ МОП-транзисторов, инструкция по использованию комплекса с описанием всех элементов управления и основных блоков программного кода, примеры представления результатов проведенных измерений.

Заключение

На базе платформы NI Elvis II+ и среды программирования LabVIEW разработан программно-аппаратный комплекс, предназначенный для измерения выходных и передаточных характеристик МОП-транзисторов с индуцированным каналом. Подготовлены методические материалы и проведены занятия с использованием данного комплекса.

Библиографический список

1. Деревягин, А. В. Разработка АРМ контроля сильноточных параметров полевых транзисторов для систем электропитания / А. В. Деревягин, В. А. Рыжков, М. А. Примак // Электропитание. – 2011. – № 3. – С. 50-53.
2. Автоматизация процесса измерения и обработки результатов измерений микромощных транзисторов в условиях / Е. Ю. Кузин, В. С. Даныкин, А. А. Гришин, И. А. Четвериков // Межвузовская научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых специалистов им. Е.В. Арменского : Материалы конференции, Москва, 17 февраля – 01 2017 года. – Москва: Московский институт электроники и математики НИУ ВШЭ, 2017. – С. 268-270.
3. Блохина, Н. В. Разработка аппаратно-программного комплекса для измерения импульсных и вольт-амперных характеристик мощных дискретных полупроводниковых приборов / Н. В. Блохина, В. С. Даныкин, А. А. Гришин // Межвузовская научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых специалистов

им. Е.В. Армeнского : Материалы конференции, Москва, 19 февраля – 01 2018 года. – Москва: Московский институт электроники и математики НИУ ВШЭ, 2018. – С. 165-166.

4. B. Contreras, G. Ducoudray, R. Palomera and C. Bernal, "Automated Parameter Extraction and SPICE Model Modification For Gate Enclosed MOSFETs Simulation," 2019 16th International Conference on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD), Lausanne, Switzerland, 2019, pp. 189-192.

5. Разработка системы для определения параметров spice-моделей биполярных и МОП-транзисторов / Р. М. Рахимов, П. А. Хлынов, А. И. Бычков, В. А. Костина // Межвузовская научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых специалистов имени Е.В. Армeнского : Материалы конференции, Москва, 10–17 марта 2021 года. – Москва: Московский институт электроники и математики НИУ ВШЭ, 2021. – С. 208-210.

6. Доценко О.А. Опыт использования электронного курса «Основы работы с приборами комплекта NI ELVIS II+» для организации самостоятельной работы студентов / О.А. Доценко, А.А. Жуков // Методические, технологические и организационные аспекты электронного обучения: сб. ст. по результатам науч.-метод. конф. Томск: НИ ТГУ, 2022. С. 8–13.

7. The computer laboratory workshops "The bases of electronics" / A.A. Zhukov, O.A. Dotsenko, T.D. Kochetkova, S.S. Novikov, A.A. Pavlova // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015 – Proceedings. – 2015. – С. 7147045.

8. Жабин О.С. Использование информационных технологий в лабораторном практикуме по курсу "Измерительные приборы и устройства в радиотехнике" / О.С. Жабин, Р.А. Василенко, Г.И. Маленко и др. // Новые информационные технологии в исследовании сложных структур. Материалы Тринадцатой Международной конференции. Томский государственный университет. – Томск, 2020. – С. 39–40.

9. NI ELVIS II – Руководство пользователя. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://nitech.nstu.ru/upload/lib/NI%20ELVIS%20II%20User%20Manual.pdf>. – Дата доступа 05.02.2025.

10. Жуков А.А. Система программирования LabVIEW. Основы работы: Учебно-методическое пособие. – Томск: СТУ, 2020. – 150 с.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49.27

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ СНИЖЕНИЯ ПОМЕХ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ В КОСМИЧЕСКИХ РСА

К.К. Храмов*, В.П. Макаров, В.В. Костров******

**Муромский институт (филиал) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»,*

Россия, Муром, kostrov.46@mail.ru,

***АО «НПО Лавочкина»,*

Россия, Химки, makarov951vyacheslav@yandex.ru

****АО «НИИ «Субмикрон»*

Россия, Зеленоград

Аннотация. Радиолокаторы с синтезированием апертуры (РСА) космического базирования широко используются для дистанционного зондирования Земли. Одной из проблем таких систем является возникновение неоднозначностей по дальности и азимуту, которые существенно влияют на качество радиолокационных изображений. В литературе описано значительное количество приемов и подходов, разработанных для снижения уровня помех неоднозначности. Вместе с тем такое разнообразие методов требует их обобщения и анализа. В работе выполняется обзор и приводится классификация методов и алгоритмов снижения помех неоднозначности по дальности и азимуту в РСА космического базирования.

Ключевые слова: радиолокаторы с синтезированием апертуры, РСА космического базирования, неоднозначность по дальности, неоднозначность по азимуту, методы снижения помех неоднозначности.

METHODS AND ALGORITHMS FOR AMBIGUITIES SUPPRESSION IN SPACE-BASED SAR

K.K. Khramov*, V.P. Makarov**, V.V. Kostrov****

*Murom Institute (branch) of the Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs,
Russia, Murom, kostrov.46@mail.ru,

**JSC "NPO Lavochkina",
Russia, Khimki, makarov951vyacheslav@yandex.ru

***JSC "SRI "Submicron",
Russia, Zelenograd

Abstract. Space-based synthetic aperture radars (SAR) are widely used for remote sensing of the Earth. One of the problems of such systems is the presence of range and azimuth ambiguities which significantly affect the quality of radar images. A large number of techniques and approaches are known that have been developed to reduce ambiguities. At the same time, such variety of methods requires their generalization and analysis. The paper provides review and classification of methods and algorithms for range and azimuth ambiguities suppression in space-based SAR.

Keywords: synthetic aperture radar, space-based SAR, range ambiguity, azimuth ambiguity, ambiguities suppression methods.

Радиолокаторы с синтезированием апертуры (РСА) космического базирования являются мощным инструментом для дистанционного зондирования Земли [1]. Вместе с тем их функционирование сопряжено с проблемой возникновения неоднозначностей по дальности и азимуту, которые существенно влияют на качество конечных радиолокационных изображений (РЛИ). Помехи неоднозначности обусловлены особенностями работы РСА, такими как периодичность зондирующих импульсов, ограничения диаграммы направленности антенны (ДНА) и доплеровские эффекты. Неоднозначности по дальности и азимуту могут приводить к ошибкам в интерпретации данных, таким как наложение откликов от разных объектов, потеря информации о реальном положении объектов, искажения РЛИ, получаемых с помощью РСА. Указанные проблемы побуждают исследователей к разработке алгоритмов и методов, направленных на снижение уровня помех неоднозначности. При этом основными направлениями исследований являются: оптимизация параметров системы РСА, сложные алгоритмы обработки сигналов, использование многоканальных и распределенных систем.

Многообразие и особенности существующих приемов и подходов к снижению помех неоднозначности создают неопределенность у разработчиков систем РСА при выборе оптимального решения. Это вызывает потребность в анализе, обобщении и декомпозиции известных методов борьбы с помехами неоднозначности.

Целью работы является обзор и классификация методов и алгоритмов снижения помех неоднозначности по дальности и азимуту в РСА космического базирования.

Классификация методов снижения помех неоднозначности по дальности

Радиолокаторы с синтезированием апертуры антенны, как правило, являются импульсными системами, имеют большую дальность действия и работают в условиях неоднозначности измерения дальности [1]. Помехи неоднозначности по дальности появляются вследствие того, что период следования импульсов меньше, чем необходимо для однозначных измерений, и во время приема на антенну одновременно приходят отраженные от земной поверхности сигналы, сформированные соседними зондирующими импульсами. Следует отметить, что в системах зондирования с одним передающим каналом и одним приемным помехи неоднозначности по дальности в основном формируются боковыми лепестками ДНА [2]. При этом у систем, имеющих много передающих каналов и/или много приемных, помехи неоднозначности появляются в пределах главного лепестка ДНА по углу места. В любом случае для снижения помех неоднозначности по дальности нужно нарушить регулярность импульсных сигналов, снизить взаимосвязь соседних зондирующих и эхо-сигналов.

Все известные методы снижения взаимной корреляции зондирующих и эхо-сигналов можно разделить на пять групп (рис. 1).



Рис. 1. Классификация методов подавления сигналов неоднозначности по дальности

Одну группу составляют методы, заключающиеся в специальном кодировании зондирующих сигналов от импульса к импульсу. Эти методы требуют обеспечения истинной когерентности в РСА. К ним относятся системы со случайным (псевдослучайным, регулярным) изменением фазы зондирующего сигнала от импульса к импульсу, с использованием последовательности кодированных по поляризации импульсов, с изменением закона модуляции сложных зондирующих сигналов от импульса к импульсу. Очевидным решением является использование в качестве зондирующих сигналов, максимально не похожих друг на друга в пределах существующих зон неоднозначности [3]. В рамках этого подхода были предложены методы создания ортогональных сигналов на основе кодирования передаваемых импульсов с помощью метода мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM) [4].

Другая группа методов основана на устранении неоднозначности измерения дальности и снижении боковых лепестков в свертке пачки. К ним относятся методы с применением амплитудной и фазовой модуляции зондирующих импульсов, использования малой вобуляции межимпульсного интервала и применения кратных частот повторения зондирующих сигналов.

Третья группа методов использует возможности многолучевого зондирования и приема сигналов, в частности, пространственную селекцию зон поверхности Земли, которые приводят к неоднозначным измерениям дальности. Примером такого подхода может служить РСА, в котором при облучении пространства используется один широкий луч, а при приеме

– много узких лучей, направленных каждый в свою зону обзора и исключающих помехи неоднозначности.

Выбор подходящей формы сигнала является ключевой задачей при реализации радара с несколькими входами и множеством выходов (MIMO). В дополнение к общим требованиям хорошего разрешения и низких боковых лепестков сигналы MIMO-систем также должны иметь хорошую ортогональность. MIMO-радары реализуют одну из технологий: множественный доступ с временным разделением каналов (TDMA), множественный доступ с частотным разделением каналов (FDMA), доплеровский множественный доступ (DDMA) и множественный доступ с кодовым разделением каналов (CDMA). При использовании метода на основе DDMA зондирующие сигналы сформируются на различные участки в доплеровском пространстве с помощью доплеровского кодирования, а при обработке разделяются доплеровскими фильтрами [5].

Метод последовательной двойной фокусировки (на зонах неоднозначности и основной зоне) радиолокационных изображений реализуется в процессе постобработки РЛИ.

Для борьбы с наиболее мощными помехами используются комбинированные методы.

Классификация методов снижения помех неоднозначности по азимуту

Помехи неоднозначности по азимуту появляются на радиолокационном изображении в случае, если период следования зондирующих сигналов мал и полоса доплеровских частот становится недостаточной для безошибочного восстановления сигнала по азимуту.

Основные методы и приемы подавления помех неоднозначности по азимуту представлены на рисунке 2.

Первая группа методов основана на разработке наилучших конструкций антенных систем, типов используемых антенн, методов зондирования пространства, а также используемых сигналов. Особенно актуальны эти методы при построении современных многоканальных РСА, работающих на базе созвездий микроспутников. Новые спутниковые группировки оснащены антеннами меньшего размера по сравнению с их предшественниками, что накладывает ограничения, которые не позволяют применять традиционные алгоритмы подавления неоднозначности.

Вторая группа основана на использовании специальных методов постобработки. Часть алгоритмов строится на вычислении отношения уровня помех неоднозначности к уровню сигнала на полученном РЛИ. При этом используется частотная зависимость азимутальных неоднозначностей в разных субапертурах антенной системы. Другие методы основаны на анализе принятых сигналов в доплеровском спектре мощности для выделения основного сигнала в присутствии неоднозначных сигналов, расположенных в разных областях спектра и зависящих от ДНА по азимуту. В большинстве этих методов предлагается использовать винеровские или «идеальные» фильтры, подавляющие неоднозначные сигналы за счет синтезированной импульсной или частотной двумерной характеристики фильтра [6]. Подход с «идеальным» фильтром включает в себя генерацию двумерной опорной функции для формирования голограммы, которая обеспечивает (в дополнение к согласованному фильтру для сигнала в пределах полосы пропускания) подавление неоднозначных сигналов. Однако «идеальный» фильтр не подходит для распределенных целей. Кроме этого, ограничением винеровской фильтрации является низкая чувствительность к слабым уровням неоднозначностей и неэффективность, когда спектр неоднозначного сигнала попадает в центральную область доплеровского спектра.

Отдельным направлением постобработки является применение техники закрашивания. С помощью этого метода неоднозначности могут быть полностью устранены, но точечные цели, искаженные неоднозначностями, могут потеряться.

Еще одна группа методов – это применение квазиортогональных сигналов, когда низкая энергия взаимной корреляции между зондирующими сигналами позволяет эффективно бороться с помехами неоднозначности по азимуту [7].

Как и в случае помех неоднозначности по дальности в рассматриваемом случае отдельную группу алгоритмов обработки разрабатывают для ММО систем, использующих все разнообразие зондирующих сигналов и методов построения.



Рис. 2. Классификация методов подавления сигналов неоднозначности по азимуту

Одновременное подавление помех неоднозначности по азимуту и дальности реализуется на основе технологии цифрового формирования луча при приеме, когда прием сигналов осуществляется независимо несколькими приемными каналами, подключенными к разным подапертурам общей антенной системы. Луч в каждой подапертуре может быть сформирован индивидуально программным образом, что позволяет перенастроить радар для различных режимов получения изображения. Неоднозначности могут быть подавлены соответствующим формированием нулей ДНА по дальности и азимуту.

Заключение

Проведенный обзор литературы, касающейся проблемы подавления помех неоднозначности, позволил сделать следующие выводы.

Одним из эффективных методов борьбы с помехами неоднозначности по дальности является выбор и построение антенной системы РСА с возможностью оперативного изменения режимов ее работы в процессе зондирования пространства.

Также высокой эффективностью обладают:

1) метод на основе поимпульсного кодирования зондирующих сигналов: изменение закона смены частоты зондирующих ЛЧМ сигналов «вверх» и «вниз», в том числе с допол-

нительным азимутальным кодированием по фазе; применение ансамблей зондирующих ортогональных сигналов (ФКМ сигналы или метод OFDM);

2) многоканальные методы обработки сигналов на основе антенной системы РСА, которая имеет возможность оперативно изменять диаграммы направленности на прием и передачу, и нескольких передающих и приемных каналов с разными принципами формирования зондирующих сигналов.

Анализ результатов исследований по подавлению помех азимутальной неоднозначности показал, что решение этой сложной задачи должно осуществляться индивидуально под конкретную систему, но можно выделить несколько подходов:

1) статистические методы, основанные на построении фильтров подавления, восстановлении сигнала при помощи методов регуляризации, закрашивании распределенных областей неоднозначностей;

2) изменение параметров зондирующих сигналов (периода следования импульсов, несущей частоты, вида модуляции);

3) выбор антенной системы и методов формирования ДНА, в том числе многоканальный подход;

4) применение поляриметрических систем, например, с использованием нескольких азимутальных каналов и зондирующих сигналов с чередующейся поляризацией.

Задача одновременного подавления помех неоднозначности по азимуту и дальности решается сравнительно редко. Поэтому при определении методов сканирования пространства и разработке антенных систем учитываются совместные помехи неоднозначности. Использование в качестве зондирующих сигналов, отличных от ЛЧМ, позволяет уменьшить помехи неоднозначности, как по дальности, так и по азимуту на локальных участках РЛИ.

Библиографический список

1. Верба, В.С., Неронский, Л.Б., Осипов, И.Г., Турук, В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под общей ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. 680 с.
2. Петров, А.С., Прилуцкий, А.А., Волченков, А.С. Угломестная и азимутальная неоднозначности сигнала, принимаемого аппаратурой космического радиолокатора с синтезированной апертурой // Вестник НПО им. С.А. Лавочкина. – 2019. №1. – С. 39–47.
3. Карпов, О.А., Рабочий, А.Н., Толстов, Е.Ф., Фёдоров, В.С., Костров, В.В. Проблемы неоднозначности в космических РСА и коды Голда // Всероссийские открытые Армандовские чтения: Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн. – Муром: МИ ВлГУ, 2023. – С.375-384. DOI: 10.24412/2304-0297-2023-1-375-384.
4. Riché, V.V., Meric, S., Baudais, J-Y., and Pottier E. “Investigations on OFDM Signal for Range Ambiguity Suppression in SAR Configuration,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2014, 52 (7), pp.4194-4197. doi: 10.1109/TGRS.2013.2280190.
5. Guo, Y., Wang, Y., Liao, G., and Li, J. “Mitigating Range Ambiguity Method Based on DDMA for SAR Systems,” *Remote Sensing*. 2022, 14(21):5485, <https://doi.org/10.3390/rs14215485>.
6. Wu, Y., Yu, Z., Xiao, P. and Li, C., “Suppression of Azimuth Ambiguities in Spaceborne SAR Images Using Spectral Selection and Extrapolation,” in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 56, no. 10, pp. 6134-6147, Oct. 2018, doi: 10.1109/TGRS.2018.2832193.
7. Wang, H., Zhang, Y., Xu, J., Liao, G., Zeng, C. “A novel range ambiguity resolving approach for high-resolution and wide-swath SAR imaging utilizing space-pulse phase coding,” *Signal Processing* 168 (2020) 107323, <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2019.107323>.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.49.31

ФОРМИРОВАНИЕ МЕАНДРОВЫХ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ДЛЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА НА ПОДНЕСУЩИХ НА ПРОГРАММИРУЕМОЙ ЛОГИЧЕСКОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЕ

В.И. Калинин, Е.С. Штрунова

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

Аннотация. В работе рассматривается принцип формирования меандровых псевдослучайных последовательностей для различных разновидностей сигнала с фазовой модуляцией на поднесущих. Приведены результаты моделирования работы программы на языке программирования VHDL, реализующей формирование меандровой псевдослучайной последовательности для $\sin\text{BOC}(1,1)$ в среде Quartus II. Проведено сравнение результатов моделирования и расчета меандровой псевдослучайной последовательности для $\sin\text{BOC}(1,1)$ в программе Mathcad.

FORMATION OF PSEUDORANDOM MEANDER SEQUENCES FOR A PHASE-MANIPULATED SUBCARRIER SIGNAL ON A PROGRAMMABLE LOGIC INTEGRATED CIRCUIT

V.I. Kalinkin, E.S. Shtrunova

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

Abstract. The paper considers the principle of forming pseudorandom meander sequences for various types of phase-modulated subcarrier signals. The results of modeling the operation of a program in the VHDL programming language that implements the formation of a pseudorandom meander sequence for $\sin\text{BOC}(1,1)$ in the Quartus II environment are presented. The results of modeling and calculation of the meander pseudorandom sequence for $\sin\text{BOC}(1,1)$ in the Mathcad program are compared.

В спутниковых радионавигационных системах (СРНС) погрешность измерения навигационных параметров (расстояние и скорость перемещения пользователя) во многом определяется видом и параметрами применяемого сигнала [1]. Шумоподобные сигналы нашли широкое применение при решении различных радиотехнических задачах. В [1-4] отмечаются преимущества использования меандровых шумоподобных сигналов ВОС (от англ. binary offset carrier) в СРНС. К ним относится робастность к многолучевому распространению; более узкий основной лепесток автокорреляционной функции (АКФ), что способствует улучшению разрешающей способности по времени задержки и снижению погрешности измерения времени задержки по сравнению с сигналами с бинарной фазовой манипуляцией BPSK (от англ. binary phase-shift keying).

Формирование сигналов на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) является эффективным решением для задач, где требуется генерация сложных сигналов с заданными характеристиками. Использование программируемых ПЛИС для генерации шумоподобных сигналов с определенными спектральными и временными характеристиками обладает рядом преимуществ по сравнению с другими подходами. К ним относятся обеспечение высокой скорости благодаря возможности параллельной обработки данных; высокая производительность, гибкость [5-8].

Принцип формирования сигнала с бинарной фазовой модуляцией на поднесущих

При обозначении фазоманипулированного сигнала на поднесущих частотах используют сокращение $\text{BOC}(m, n)$. Здесь коэффициенты m и n определяются как отношение частот

соответственно f_{sub}/f_c и f_{chip}/f_c , где f_{sub} – частота отстройки поднесущих, а f_{chip} – частота следования символов грубого дальномерного кода [1].

В общем случае ВОС-сигнал получается в результате изменения фазы несущего колебания в соответствии с меандровой псевдослучайной последовательностью, по сути являющейся модулирующей функцией.

В общем случае меандровая псевдослучайная последовательность является произведением грубого дальномерного кода $G_{chip}(t)$ в биполярном представлении, в качестве которого в СРНС используется М-последовательность, код Голда, код Касами и цифровой поднесущей $G_{sc}(t)$, имеющий разный вид в зависимости от разновидности ВОС [1]:

$$G(t) = G_{chip}(t) G_{sc}(t).$$

На данный момент существует большое количество разновидностей ВОС. Для формирования каждой из них используется соответствующая меандровая псевдослучайная последовательность.

В качестве цифровой поднесущей для генерации cosВОС и sinВОС используются меандровые колебания, полученные с использованием функции $\text{sign}(\cos(2\pi f_{sub}t))$ или $\text{sign}(\sin(2\pi f_{sub}t))$ соответственно, где функция $\text{sign}(z)$ равна [1, 4]:

$$\text{sign}(z) = \begin{cases} 1 & \text{при } z > 0, \\ 0 & \text{при } z = 0, \\ -1 & \text{при } z < 0. \end{cases}$$

В качестве цифровой поднесущей для генерации DuoВОС-сигнала используются две цифровые поднесущие, полученные с использованием функции $\text{sign}(\sin(2\pi f_{sub}t))$, но с разной частотой f_{sub} отстройки поднесущих [9].

Кроме стандартных ВОС-сигналов для улучшения характеристик используются более сложные составные сигналы, называемые МВОС-сигналами (от англ. Multiplexed ВОС), которые разделяют на ТМВОС- (от англ. Time-Multiplexed ВОС) и СВВОС-сигнал (от англ. Composite ВОС). Формирование ТМВОС сигналов основано на использовании мультиплексированных во времени меандровых символов, т.е. осуществляется поочередное переключение между различными ВОС-конфигурациями в разных временных интервалах [4]. Это позволяет адаптировать параметры сигнала в зависимости от конкретных условий канала связи.

СВВОС-сигнал представляет собой составной сигнал, в котором совмещаются два типа ВОС-сигналов с различными характеристиками обычно это комбинация сигнала с узким основным пиком (для высокой точности измерения задержки) и сигнала с более низкими боковыми пиками (для уменьшения ложных срабатываний). При этом меандровая псевдослучайная последовательность для СВВОС-сигнал формируется с учетом того, что G_{sc} СВВОС(t) представляет собой комбинацию (суммирование или вычитание по уровню) двух различных меандровых поднесущих $G_{sc}(t)$, характерных для cosВОС или sinВОС [4].

Реализация меандровой псевдослучайной последовательности на ПЛИС

В работе рассматривается реализация генератора меандровой псевдослучайной последовательности для sinВОС(1,1).

Процесс формирования на ПЛИС включал при этом следующие этапы:

- 1) формирование грубого дальномерного кода, в качестве которого в данном случае использовалась М-последовательность (исходные данные: частота следования символов кода, начальные состояния m триггеров и коэффициенты a_i порождающего полинома $P(x) = a_0 + a_1x^1 + \dots + a_mx^m$, определяющие наличие/отсутствие обратной связи [4];

2) формирование цифровой поднесущей, в качестве которой использовался меандр, соответствующий функции $\text{sign}(\sin(2\pi f_{\text{sub}}t))$;

3) объединение грубого дальномерного кода и цифровой поднесущей.

На рисунке 1 представлена структура программного кода [10] на языке программирования VHDL для формирователя меандровой ПСП, полученная в программе Quartus II 9.0.

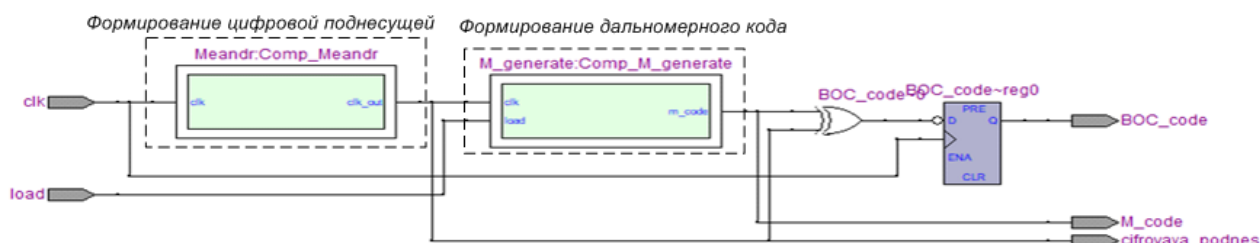


Рис. 1. Структура программного кода, полученная в программе Quartus II 9.0

При моделировании в программе Quartus II 9.0 и расчете в программе Mathcad для получения меандровой псевдослучайной последовательности использовались следующие условия:

1) дальномерный код – M-последовательность, порождающий полином для формирования которой $P_1(x)=1+x^5+x^9$, двоичный код стартовых комбинаций генератора равен «11111111»;

2) цифровая поднесущая – меандр, полученный с использованием функции $\text{sign}(\sin(2\pi f_{\text{sub}}t))$; базовая частота 1 МГц, тактовая частота 50 МГц.

На рисунке 2 приведен фрагмент меандровой псевдослучайной последовательности для $\text{sinBOC}(1,1)$ в программе Mathcad.

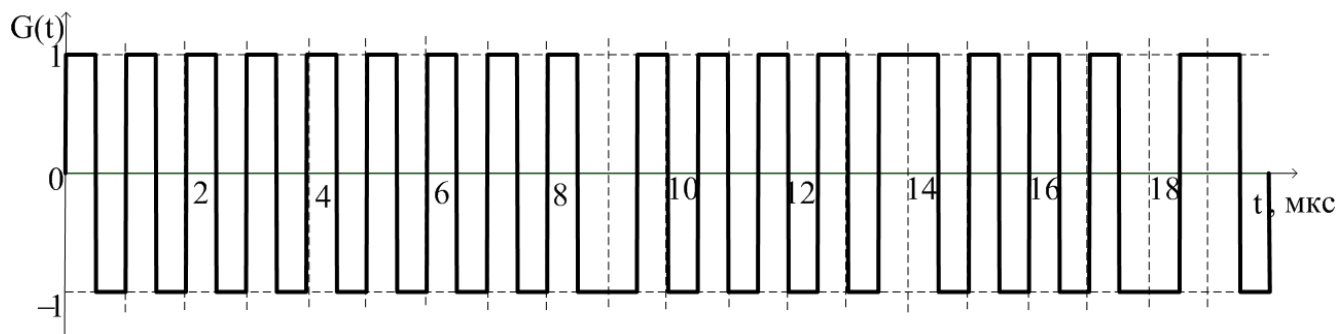


Рис. 2. Фрагмент меандровой псевдослучайной последовательности для $\text{sinBOC}(1,1)$

На рисунке 3 представлены результаты моделирования в программе Quartus II 9.0:

- clk – тактовый вход с частотой 50 МГц;
- load – вход принудительной загрузки стартовой комбинации;
- M_code – грубый дальномерный код;
- meandr – полученная цифровая поднесущая с частотой 1 МГц;
- BOC_code – меандровая псевдослучайная последовательность.

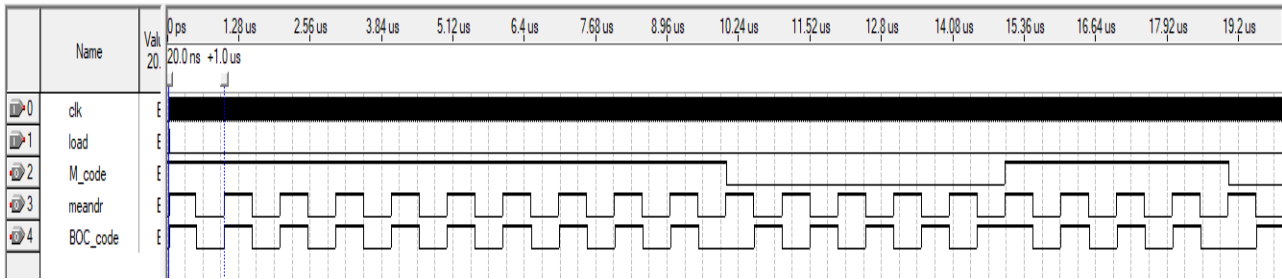


Рис. 3. Результаты моделирования в программе Quartus II 9.0

Для загрузки стартовой комбинации генератора М-последовательности на вход load подана единица, и соответственно первые значения на выходе генератора будут такие же, как и стартовая комбинация. В этом можно убедиться, посмотрев на выход генератора М-последовательности (выход M_code). Полученная цифровая поднесущая (выход meandr) имеет частоту 1 МГц, на графике (рис. 3) отмечен период меандра, который равен 1 мкс, соответственно частота равна 1 МГц.

На рисунке 4 представлен результат моделирования в увеличенном масштабе, чтобы удостовериться в правильности заданной частоты тактового сигнала на входе clk.

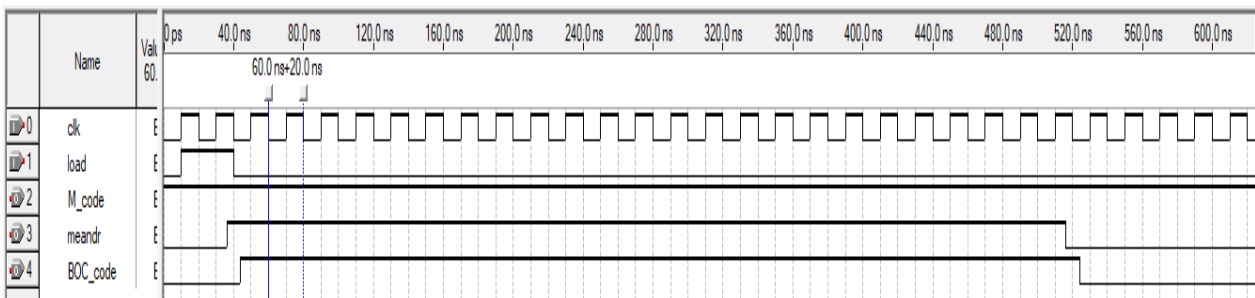


Рис. 4. Результаты моделирования с увеличенным масштабом

На рисунке 4 отмечен период повторения тактовых импульсов входа clk. Этот период равен 20нс, следовательно, частота повторения равна 50 МГц. Вход clk имитирует поступающий сигнал с кварцевого генератора.

Итоговая меандровая псевдослучайная последовательность для sinBOC(1,1) (BOC_code) (рис. 3) соответствует теоретическому расчету, представленному на рисунке 2. Экспериментальная часть показала, что для сигнала sinBOC(1,1) частоты поднесущего сигнала и дальномерного кода кратны базовой частоте и в данном случае равны, так как коэффициенты кратности равны единице. Благодаря гибкости ПЛИС, такой вариант реализации можно адаптировать под другие требования к частотным соотношениям и разновидностям ВОС.

Библиографический список

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования/под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с
2. Штро П.В. Краснов Т. В., Гарифуллин В.Ф. Обзор алгоритмов поиска перспективных сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением // Успехи современной радиоэлектроники. – 2016. – № 11. – С. 157-160.
3. Кириллов С.Н., Бердников В.М., Акопов Э.В. Модернизация алгоритма обнаружения ВОС-сигналов в интересах уменьшения уровня боковых лепестков // Вестник РГРТУ. – 2013. – №3. – С. 32-38.
4. Ярлыков М.С., Ярлыкова С.М. Полные СВРС-сигналы и их энергетические спектры в спутниковых радионавигационных системах нового поколения // Новости навигации. – 2014. – №4. – С. 14-25.
5. Mohammad S. Sharawi, Daniel N. Aloï. A Programmable FPGA Implementation of a Multi-Coded BOC(m,n) Signal Generator for Navigation Systems: Midwest Symposium on Circuits and Systems. – 2008. – P. 886 - 889.

6. Пухальский Г.И. Цифровые устройства: учебное пособие для вузов / Г.И. Пухальский, Т.Я. Новосельцева. – СПб: Политехника, 1996. – 885 с.
7. Тарасов И.Е., Люлява Д.В., Дуксин Н.А. Проектирование конвейерных вычислительных устройств с учетом топологического представления // Вестник РГРТУ. – 2023. – №86. – С. 86-95.
8. Сухачёв К.И., Григорьев Д.П., Шестаков Д.А., Артюшин А.А., Родина А.В. Разработка кольцевой полудуплексной сети для обмена данными между устройствами в научной космической аппаратуре // Вестник РГРТУ. – 2023. – № 84. – С. 34-45.
9. Вейцель А.В. Новый класс меандровых шумоподобных радиосигналов для радионавигационных систем // Вестник МАИ. – 2009. – Т. 16, №7. – С. 43-48.
10. Штрунова Е.С., Калинин В.И. Программа формирования сложного модулирующего сигнала для генерации меандрового шумоподобного сигнала sinBOC / Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. № 2024669528 от 19.08.2024 г.

УДК 621.321; ГРНТИ 49.03.03

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС РАЗРАБОТЧИКА СИСТЕМ СВЯЗИ С МОДУЛЯЦИЕЙ ПО ТЕХНОЛОГИИ LORA

С.А. Самойлов, Л.И. Рапохина

*Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Россия, Владимир, samoylow@rambler.ru*

Аннотация. В работе рассматривается аппаратно-программный комплекс разработчика каналов связи с технологией LoRa: описана аппаратная часть, варианты подключения комплекса, рассмотрены возможности данного программного обеспечения, приведены характеристики канала связи, которые можно настраивать в режиме реального времени.

Ключевые слова: технология LoRa, трансивер, аппаратно-программный комплекс, псевдослучайная перестройка радиочастоты.

HARDWARE AND SOFTWARE COMPLEX OF THE DEVELOPER OF COMMUNICATION ON SYSTEMS WITH MODULATION USING LORA TECHNOLOGY

S.A. Samoilov, L.I. Rapokhina

*Vladimir State University
named after Alexander Grigoryevich and Nikolai Grigoryevich Stoletov,
Russia, Vladimir, samoylow@rambler.ru*

Annotation. The paper considers the hardware and software complex of the developer of communication channels with LoRa technology: the hardware part, connection options of the complex are described, the possibilities of this software are considered, the characteristics of the communication channel that can be configured in real time are given.

Keywords: LoRa technology, transceiver, hardware and software complex, pseudorandom radio frequency tuning.

В настоящее время, когда бурно развиваются средства связи, становятся весьма популярны трансиверы с технологией LoRa (Long Range Radio — технология беспроводной связи с низким энергопотреблением на большие расстояния). Технология LoRa может обмениваться данными по широкополосным каналам, обеспечивая более высокую помехоустойчивость при скоростях передачи информации до 37кБит/с, на расстояние до 10км и при низком уровне энергопотребления и выходной мощности передатчика не более 100мВт. При этом, подобные трансиверы обеспечивают высокую чувствительность приёмника даже при отрицательном отношении сигнал-шум.

Поскольку трансиверы с технологией LoRa обладают большим количеством возможных настроек, задача выбора оптимальных параметров разрабатываемого канала связи может вызывать некоторые затруднения. В данной статье рассматривается аппаратно-программный

комплекс разработчика каналов связи с технологией LoRa, который позволяет работать с системой связи и менять конкретные её параметры. Также преимущество подобного комплекса заключается в его простоте исполнения и бюджетности, что является большим плюсом.

Комплекс содержит аппаратную часть: два или несколько приемо-передающих модулей, персональный компьютер и программное обеспечение для них. Существует несколько вариантов подключения приемо-передающих модулей, как показано на рисунке 1:

- в автономном режиме (без персонального компьютера, основываясь на запрограммированных ранее параметрах работы);
- в режиме беспроводной радиосвязи (два или несколько модулей подключены к разным персональным компьютерам, удаленным друг от друга на достаточное расстояние);
- в режиме проводной радиосвязи (к персональному компьютеру подключены два модуля, запрограммированных как приемник и передатчик и связанных высокочастотным кабелем с аттенюатором).

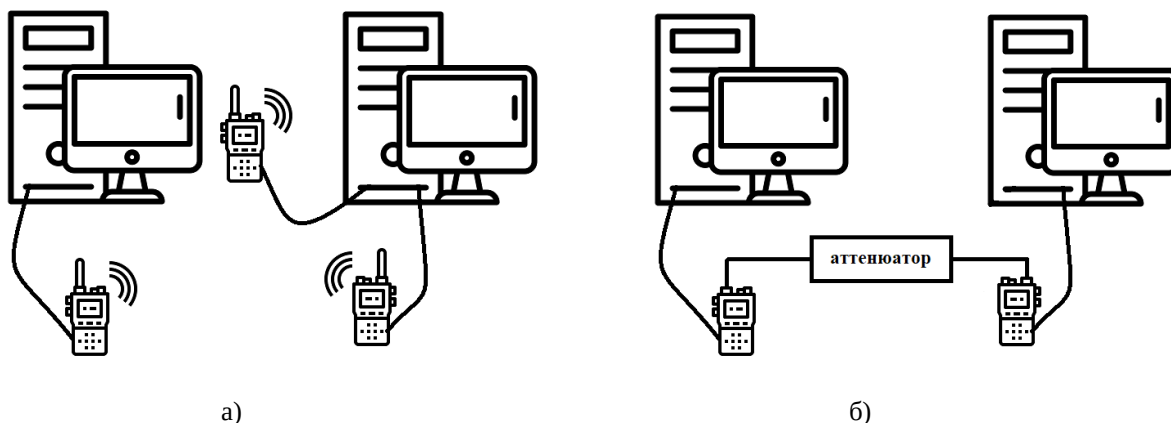


Рис. 1. Подключение приемо-передающих модулей к персональному компьютеру:
а) – беспроводное подключение модулей; б) – проводное подключение модулей

Аппаратная часть состоит из приемо-передающих модулей, которые включают в себя трансивер LoRa на чипе SX-1276 и микроконтроллер STM32F411CE. Источником питания является USB разъем персонального компьютера или внешний источник питания от 7 до 12В.

Программное обеспечение представляет собой программу, позволяющую в реальном времени выбирать режим работы подключенного приемопередающего модуля в качестве приемника или передатчика, задавать все возможные параметры проектируемого канала связи (рис. 2):

1. выбор мощности передатчика от 2 до 20дБм;
2. выбор несущей частоты в диапазоне от 720МГц до 1020МГц;
3. выбор полосы пропускания сигнала;
4. выбор коэффициента расширения спектра сигнала;
5. выбор степени кодирования внутреннего помехоустойчивого циклического кода, внешнее кодирование кодом Рида-Соломона, с произвольным размером избыточности;
6. шифрование и дешифрование данных на основе вводимого пароля;
7. передача и прием информации в режиме псевдослучайной перестройки радиочастоты (два режима ППРЧ – быстрая и медленная);
8. захват и преобразование сигнала PPM, представляющего собой многоканальную широтно-импульсную модуляцию (применяется в устройствах управления БПЛА);
9. выбор длины преамбулы и значения синхросимвола;

10. выбор длины блока в байтах и периода передачи блоков;
11. наличие или отсутствие контрольной суммы и инвертирования I и Q составляющих сигнала.

| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|--|--|--------------------------------|-------------|---|-------------------|-------------------------------------|------------------|----------------------------------|-----------|--------------------------------|-----------------|--------------------------------|------------|----------------------------------|-------------------|--------------------------------|----------------------------|--------------------------------|--|--|---|-------------|--------------------------------|---------|---|----------|--|---------------|-----------------------------------|---------------|----------------------------------|----------|---------------------------------|
| <table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr><td>Мощность, дБм</td><td><input type="text" value="2"/></td></tr> <tr><td>Частота, Гц</td><td><input type="text" value="868000000"/> + +5 - -5</td></tr> <tr><td>Полоса частот, Гц</td><td><input type="text" value="250000"/></td></tr> <tr><td>Кодовая скорость</td><td><input type="text" value="8/4"/></td></tr> <tr><td>SP фактор</td><td><input type="text" value="7"/></td></tr> <tr><td>Длина преамбулы</td><td><input type="text" value="8"/></td></tr> <tr><td>Синхробайт</td><td><input type="text" value="236"/></td></tr> <tr><td>Длина блока, байт</td><td><input type="text" value="9"/></td></tr> <tr><td>Избыточность RS кода, байт</td><td><input type="text" value="4"/></td></tr> </table> | Мощность, дБм | <input type="text" value="2"/> | Частота, Гц | <input type="text" value="868000000"/> + +5 - -5 | Полоса частот, Гц | <input type="text" value="250000"/> | Кодовая скорость | <input type="text" value="8/4"/> | SP фактор | <input type="text" value="7"/> | Длина преамбулы | <input type="text" value="8"/> | Синхробайт | <input type="text" value="236"/> | Длина блока, байт | <input type="text" value="9"/> | Избыточность RS кода, байт | <input type="text" value="4"/> | <table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr><td><input checked="" type="checkbox"/> FHSS</td><td><input checked="" type="checkbox"/> Crypt</td></tr> <tr><td>Период FHSS</td><td><input type="text" value="1"/></td></tr> <tr><td>Fmin Гц</td><td><input type="text" value="720000000"/> + +5 - -5</td></tr> <tr><td>Fmax, Гц</td><td><input type="text" value="1020000000"/> + +5 - -5</td></tr> <tr><td>Число прыжков</td><td><input type="text" value="1201"/></td></tr> <tr><td>Ожидание, мкс</td><td><input type="text" value="440"/></td></tr> <tr><td>Шаг ППРЧ</td><td><input type="text" value="29"/></td></tr> </table> | <input checked="" type="checkbox"/> FHSS | <input checked="" type="checkbox"/> Crypt | Период FHSS | <input type="text" value="1"/> | Fmin Гц | <input type="text" value="720000000"/> + +5 - -5 | Fmax, Гц | <input type="text" value="1020000000"/> + +5 - -5 | Число прыжков | <input type="text" value="1201"/> | Ожидание, мкс | <input type="text" value="440"/> | Шаг ППРЧ | <input type="text" value="29"/> |
| Мощность, дБм | <input type="text" value="2"/> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Частота, Гц | <input type="text" value="868000000"/> + +5 - -5 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Полоса частот, Гц | <input type="text" value="250000"/> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Кодовая скорость | <input type="text" value="8/4"/> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| SP фактор | <input type="text" value="7"/> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Длина преамбулы | <input type="text" value="8"/> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Синхробайт | <input type="text" value="236"/> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Длина блока, байт | <input type="text" value="9"/> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Избыточность RS кода, байт | <input type="text" value="4"/> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| <input checked="" type="checkbox"/> FHSS | <input checked="" type="checkbox"/> Crypt | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Период FHSS | <input type="text" value="1"/> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Fmin Гц | <input type="text" value="720000000"/> + +5 - -5 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Fmax, Гц | <input type="text" value="1020000000"/> + +5 - -5 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Число прыжков | <input type="text" value="1201"/> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Ожидание, мкс | <input type="text" value="440"/> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Шаг ППРЧ | <input type="text" value="29"/> | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |

а) б)

Рис. 2. Рабочее окно программного обеспечения для ПК:
а) – настройки параметров канала связи; б) – настройки ППРЧ

Программное обеспечение также содержит алгоритмы синхронизации приемника и передатчика при быстрой и медленной ППРЧ. Все настройки модуля могут быть записаны в его ППЗУ, что позволяет использовать модуль в автономном режиме: при включении питания модуль считывает настройки из ППЗУ, далее устанавливаются параметры канала связи, запускаются необходимые алгоритмы обработки информации для приема или передачи сигналов.

Во время работы, при подключении модуля к персональному компьютеру, разработчику доступна информация о каждом модуле. Разработчик получает информацию о времени приема одного блока, о соотношении с/ш для каждого блока информации и об усредненном соотношении с/ш. На рисунке 3. приведен фрагмент рабочего окна с информацией о передающем и приемном модуле.

| | | | | |
|--|---|--|---|------------|
| Очистить A | COM_A <input type="text" value="COM3"/> | Обновить | COM_B <input type="text" value="COM4"/> | Очистить B |
| <pre>N=35298, F=857000000, INT_Hop=24, t=18749 N=35299, F=844750000, INT_Hop=24, t=18749 N=35300, F=897250000, INT_Hop=24, t=18747 N=35301, F=956250000, INT_Hop=24, t=18747 N=35302, F=783750000, INT_Hop=24, t=18759 N=35303, F=918250000, INT_Hop=24, t=18754 N=35304, F=895000000, INT_Hop=24, t=18754 N=35305, F=890250000, INT_Hop=24, t=18758 N=35306, F=971750000, INT_Hop=24, t=18744 N=35307, F=866000000, INT_Hop=24, t=18758 N=35308, F=892250000, INT_Hop=24, t=18743 N=35309, F=804500000, INT_Hop=24, t=18745 N=35310, F=928750000, INT_Hop=24, t=18752 N=35311, F=924500000, INT_Hop=24, t=18756</pre> | | <pre>V=35294, ERR=0, CRC=0, N=35298, t=19815, AVR=4.67, S/N=4.25 V=35295, ERR=0, CRC=0, N=35299, t=19811, AVR=4.67, S/N=4.50 V=35296, ERR=0, CRC=0, N=35300, t=19808, AVR=4.67, S/N=5.00 V=35297, ERR=0, CRC=0, N=35301, t=19826, AVR=4.67, S/N=4.25 V=35298, ERR=0, CRC=0, N=35302, t=19804, AVR=4.67, S/N=5.00 V=35299, ERR=0, CRC=0, N=35303, t=19813, AVR=4.67, S/N=4.75 V=35300, ERR=0, CRC=0, N=35304, t=19820, AVR=4.67, S/N=4.75 V=35301, ERR=0, CRC=0, N=35305, t=19799, AVR=4.68, S/N=5.00 V=35302, ERR=0, CRC=0, N=35306, t=19826, AVR=4.68, S/N=5.00 V=35303, ERR=0, CRC=0, N=35307, t=19796, AVR=4.68, S/N=4.50 V=35304, ERR=0, CRC=0, N=35308, t=19815, AVR=4.68, S/N=4.75 V=35305, ERR=0, CRC=0, N=35309, t=19817, AVR=4.68, S/N=5.00 V=35306, ERR=0, CRC=0, N=35310, t=19820, AVR=4.69, S/N=5.25 V=35307, ERR=0, CRC=0, N=35311, t=19814, AVR=4.69, S/N=4.75</pre> | | |

Рис. 3. Информации о подключенных модулях во время работы

Разработанное программное обеспечение даёт возможность в режиме реального времени контролировать различные параметры канала связи: соотношение сигнал/шум, значение мощности сигнала на входе приемника (RSSI) и ошибку при подстройке частоты приемника. Также важно отметить высокую помехоустойчивость канала связи, которая была проверена экспериментально: использование от 2 до 6 байт избыточности внешнего кода Рида-

Соломона вместе с внутренним кодированием способно восстанавливать от 90% до 99,9% блоков, ранее отброшенных приемником вследствие несовпадения значения контрольной суммы принятого блока. На рисунке 4 приведен график соотношения сигнал/шум в канале связи в режиме реального времени.

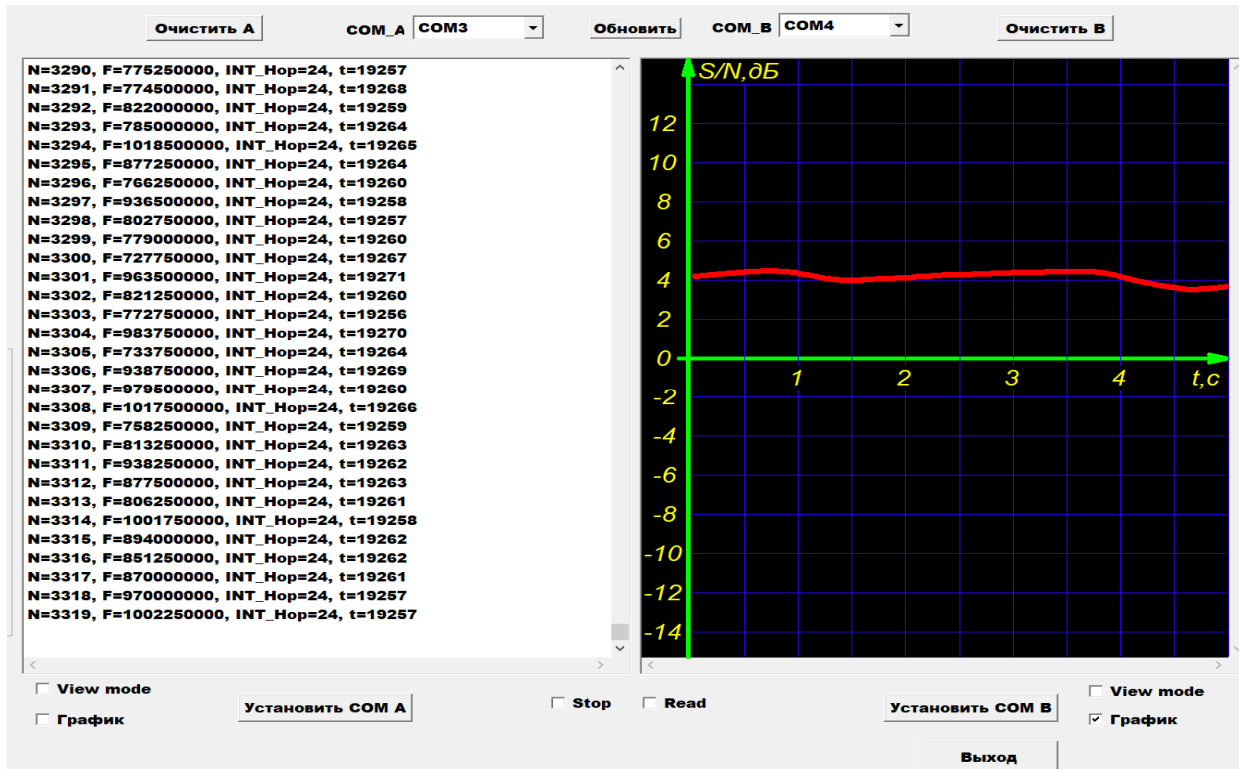


Рис. 4. Фрагмент рабочего окна программы

Подводя итоги, можно сказать, что разработанное программное обеспечение как для персональных компьютеров, так и для приемо-передающих модулей можно использовать как шаблон для разработки канала связи под конкретную задачу и определенных условий передачи информации, в том числе для построения симплексных или полудуплексных систем связи, а также низкоскоростных сетей связи.

Библиографический список

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е: Пер. с англ. - М.: Издательский дом «Вильямс», 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.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 78.25.13

ОТЛИЧИТЕЛЬНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

А.И. Ларионов

*Рязанский государственный радиотехнический университет
Рязань, larionov.a.i@rsreu.ru*

Аннотация. Данная работа направлена на определение различий в работе радиолокационных станций одного класса. Рассматривается типовая структура радиолокационной станции, описываются основные принципы работы ее составляющих: передающего модуля, приемного модуля, антенны, антенного переключателя, обрабатывающей системы и системы, отвечающей за управление и синхронизацию устройств. Описывается процесс формирования непрерывного и импульсного зондирующего сигнала. Выявляются отличительные особенности функционирования радиолокационных систем. Указываются отличия в работе когерентных и некогерентных радиолокационных систем.

Ключевые слова: радиолокационная станция, зондирующий сигнал.

DISTINCTIVE FEATURES OF OPERATION OF RADAR SYSTEMS

A.I. Larionov

*Ryazan State Radio Engineering University
Ryazan, larionov.a.i@rsreu.ru*

Abstract. This work is aimed at determining differences in the operation of radar stations of the same class. A typical structure of a radar station is considered, the basic principles of its components operation are described: a transmitting module, a receiving module, an antenna, an antenna switch, a processing system and a system responsible for controlling and synchronizing devices. The process of continuous and pulse probing signal generation is described. Distinctive features of the functioning of radar systems are revealed. Differences in the operation of coherent and incoherent radar systems are indicated.

Keywords: radar station, probing signal.

Целью исследования является определение различий в работе радиолокационных станций одного класса.

Предварительно обобщенно обозначим типовую структуру радиолокационной станции, отметив, что состав и компоновка элементов конкретной РЛС зависит от того, какое назначение имеет эта система и решение каких задач является приоритетным.

Рассмотрим радиолокационные станции, имеющие радиолокатор, в работе которого используется принципы активного метода радиолокации при импульсных режимах излучения. Как правило, в состав структурной схемы таких РЛС включаются следующие основные элементы, которые будут присутствовать в ее структуре независимо от принципа ее построения: передающий модуль, приемный модуль, антенна, антенный переключатель, обрабатывающая система и система, отвечающая за управление и синхронизацию устройств.

Передающий модуль, который может представлять собой передатчик или передающий тракт, направлен на создание зондирующего сигнала, который усиливает до необходимых значений мощности и передает его на антенну.

В импульсном радиолокаторе антенная система функционирует как в режиме передачи, так и в режиме излучения, то есть направлена и на формирование и излучение зондирующих сигналов и на прием сигналов, отраженных от целей. При передаче антенная система способствует преобразованию зондирующих сигналов, принятых от передающего модуля, в радиоволны и излучение зондирующих колебаний, направленных на объект-цель. При приеме антенная система способствует преобразованию отраженных от объекта-цели радиоволн в радиосигналы, которые впоследствии передает в принимающий модуль. Функцией антенного переключателя, работа которого контролируется сигналом системы, отвечающей

за управление и координацию, является переключение антенны с режима приема на режим излучения, и обратно.

В приемном модуле РЛС сигнал предварительно преобразуется, то есть уровень поступившего сигнала доводится до уровня, необходимого для эффективного функционирования следующих блоков радиолокатора. Кроме того, для уменьшения требования к блокам обрабатывающей системы, в приемном модуле осуществляется преобразование (чаще в сторону уменьшения) несущей частоты поступившего сигнала. И, наконец, в приемнике происходит процесс отделения отраженного от объекта-цели сигнала (полезный сигнал) от сигналов помех, которые поступили совместно с полезным сигналом.

После того как сигнал прошел предварительное преобразование в приемном модуле, он поступает в обрабатывающую систему, где происходит процесс выявления информации об объекте-цели из поступившего сигнала. В современных РЛС обрабатывающая система подобна современным компьютерам, что позволяет называть ее цифровой системой обработки данных. В обрабатывающей системе есть некоторое количество каналов, отвечающих за обнаружение объекта-цели, измерение дальности до цели, измерение угловых координат, измерение скорости, распознавание и формирование изображения. В основе реализации каждого канала лежит разработанная система алгоритмов, отражающая специфику данного радиолокатора, и в совокупности образующая программное обеспечение цифровой обрабатывающей системы [1, 2, 3].

Работа всех каналов взаимосвязана. Обнаружение в зоне действия РЛС объекта-цели безусловно важно, но не имеет никакой практической значимости, если не определено его пространственное местоположение, а это, в свою очередь, можно определить только тогда, когда будут определены дальность до объекта-цели и угловые координаты. Однако, нужно отметить, что ряд каналов, например, отвечающих за распознавание или формирование радиолокационного изображения, вообще может отсутствовать. Это говорит о том, что на конкретную РЛС не возлагаются указанные задачи.

В самом общем виде зондирующий сигнал можно описать следующим образом [4]:

$$s(t) = U(t) \cos 2\pi f_0 t ,$$

где $U(t)$ – огибающая сигнала (функция, описывающая изменение амплитуды сигнала во времени);

$2\pi f_0 t$ – фаза зондирующего сигнала;

f_0 – несущая частота сигнала;

t – время текущее.

Зондирующий сигнал может характеризоваться как непрерывный или импульсный, и характер сигнала определяется тем, как он изменяется во времени.

Импульсная форма зондирующего сигнала имеет вид отрезков колебаний, которые чередуются во времени и называются импульсами, разделенными пустыми отрезками. Импульсная форма различна. Например, зондирующий сигнал может представлять собой последовательность радиоимпульсов, имеющих прямоугольную форму (рисунок 1) или иметь огибающую в форме колокола (рисунок 2).

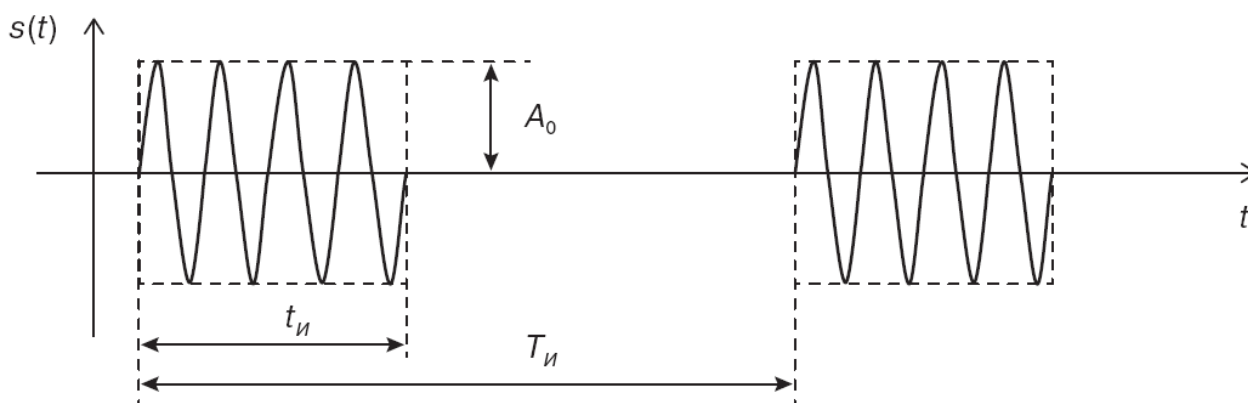


Рис. 1. Последовательность радиоимпульсов, имеющих прямоугольную форму

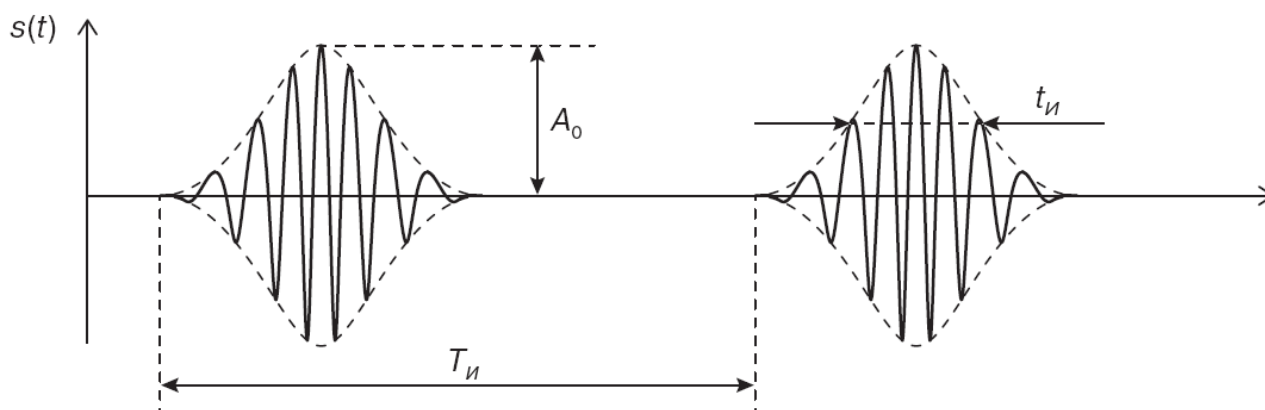


Рис. 2. Последовательность радиоимпульсов с огибающей в форме колокола

Период следования импульсов ($T_{и}$) определяется расстоянием по временной оси от начала предыдущего импульса до начала следующего за ним импульса.

Длительность импульса ($t_{и}$) измеряется протяженностью отдельного импульса по временной оси.

Так же на рисунках обозначены максимальные значения амплитуд (пики) (A_0) отдельных импульсов, участвующих в формировании последовательности зондирующих сигналов.

Сквозность импульсов рассчитывается отношением периода следования импульсов к длительности импульсов и определяет, сколько во временном интервале, равным их периоду следования, образуется целых импульсов, имеющих заданную длительность.

Каждый из импульсов характеризуется набором параметров, среди которых можно выделить огибающую, фазу и несущую частоту. Если говорить об огибающей и о несущей частоте, то, как правило, эти параметры одинаковы для любого из импульсов зондирующего сигнала.

На рисунках 3 и 4 отображены огибающие отдельных импульсов, входящих в зондирующий сигнал, в виде последовательности радиоимпульсов прямоугольной формы (рисунок 3) и с огибающей в виде колокола (рисунок 4).

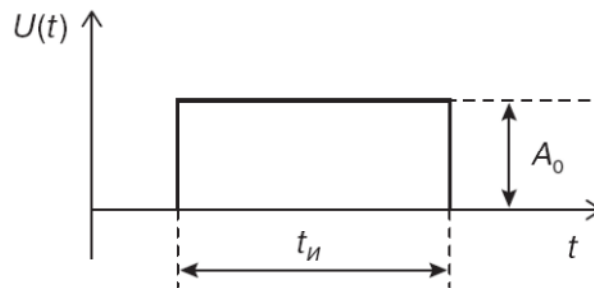


Рис. 3. Огибающие радиопульсов прямоугольной формы

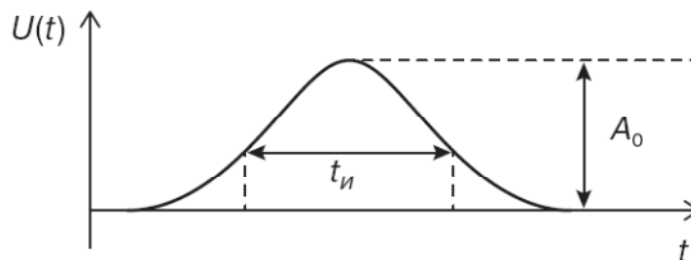


Рис. 3. Огибающие радиопульсов в форме колокола

Зондирующий сигнал при непрерывной форме представляется колебанием, которое непрерывно меняется по временной оси. Его изменение на временном отрезке ограничено только таким параметром как время работы передающего модуля РЛС. Данный сигнал так же может быть описан вышеприведенной формулой с уточнением, что временной интервал изменения этого сигнала будет стремиться к бесконечности.

Импульсная РЛС (работающая в импульсном режиме излучения) имеет в своей основе использование импульсных зондирующих сигналов, а непрерывная РЛС (работающая в непрерывном режиме излучения) использует непрерывный зондирующий сигнал. Наибольшее распространение на практике получили импульсные РЛС.

Радиолокационный сигнал, поступающий на вход РЛС, имеет отличие от излученного (зондирующего) сигнала в части своей амплитуды и времени его появления по отношению к моменту излучения сигнала $s(t)$. Данную разность во времени определяют как время запаздывания радиолокационного сигнала ($T_{д}$). С учетом данного обстоятельства сигнал, действующий на входе приемного модуля РЛС, следует описывать как

$$s(t) = \beta U(t - t_{д}) \cos(2\pi f_0(t - t_{д})) ,$$

где β – коэффициент, который учитывает уменьшение амплитуды принимаемого сигнала в сравнении с излученным в течение времени распространения радиоволн от радиолокационной станции к объекту-цели и обратно.

Значит, можно говорить о том, что информацию об объекте-цели содержит и огибающая сигнала, и его фаза.

Информация об изменении фазы принимаемого сигнала может использоваться при его обработке, а может и не использоваться, и в зависимости от этого, все современные РЛС можно отнести к типу когерентных или некогерентных РЛС.

Если при обработке радиолокационного сигнала используют информацию, которая содержится и в фазе сигнала, и в его огибающей, то речь идет о когерентных РЛС. В РЛС некогерентного типа обработка радиолокационных сигналов происходит без учета изменений его фазы. А это значит, что в части одного класса РЛС можно построить в соответствии с когерентными и некогерентными принципами. На практике в импульсных РЛС применя-

ются радиолокаторы, способные работать как с когерентными, так и с некогерентными последовательностями радиоимпульсов, причем решают они равные задачи.

Когерентные РЛС обладают более широкими информационными возможностями по сравнению с некогерентными, так как принимают во внимание полную информацию об объекте-цели, содержащуюся в радиолокационном сигнале. Но и требования в части обеспечения высокой стабильности работы ее приемных и передающих модулей более жесткие, чем при работе некогерентных РЛС.

Библиографический список

1. Драч В. Е., Самбуров Н. В., Чухраев И. В. Математическая модель для анализа эффективности селекции и обнаружения движущихся целей // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2023. Выпуск 86.
2. Белокуров В. А.. Алгоритм обнаружения зависшего вертолёта // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. Выпуск 79.
3. Клочко В. К., Кузнецов В. П., Хунг Ву Ба. Оценивание параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. Выпуск 80.
4. Радиолокация для всех / В.С. Верба, К.Ю. Гаврилов, А.Р. Ильчук, Б.Г. Татарский, А.А. Филатов; под ред. В.С. Вербы. – М.: ТЕХНОСФЕРА, 2020. -504 с.

УДК 378: ГРНТИ 14.15.15

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ MOODLE ПРИ ИЗУЧЕНИИ ДИСЦИПЛИНЫ «ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЦЕПЕЙ»

В.П. Косс, Ю.Н. Мамаев

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, KOSS.V.P@rsreu.ru, mamaevun@yandex.ru*

Аннотация. Рассматриваются вопросы внедрения элементов системы Moodle в процесс преподавания дисциплины «Основы теории цепей», организации выполнения лабораторного практикума, упражнений, расчетно-графических и курсовых работ, контроля выполнения учебного графика студентами.

Ключевые слова: основы теории цепей, система дистанционного обучения Moodle, организация учебного процесса, элементы контроля выполнения учебного графика.

THE USE OF DISTANCE LEARNING SYSTEM MOODLE IN THE STUDY OF THE DISCIPLINES OF « FUNDAMENTALS OF THE THEORY OF CIRCUITS »

V.P. Koss, U.N. Mamaev

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Ryazan, Russia, KOSS.V.P@rsreu.ru, mamaevun@yandex.ru*

Abstract. Discusses the use of the elements of system Moodle in the process of teaching the discipline «Fundamentals of the theory of circuits», organization run laboratory practical work settlement and graphic works and exercises control of the educational schedule of students.

Keywords: fundamentals of the theory of circuits, the distance learning system Moodle, the organization of educational process, controls the execution of the training schedule.

Требования ФГОС ВО, предъявляемые к условиям реализации программы высшего образования, ориентируют высшие учебные заведения на создание электронной информационно-образовательной среды, которая, в частности, должна обеспечивать свободный доступ обучающегося к электронным образовательным ресурсам, фиксацию хода образовательного процесса, возможность использования электронного обучения и дистанционных образовательных технологий и др. Система дистанционного обучения (СДО) Moodle, ис-

пользуемая в Рязанском государственном радиотехническом университете, в полной мере отвечает этим требованиям [1].

Рабочая программа по дисциплине «Основы теории цепей» хорошо вписывается в блочно-модульную структуру СДО Moodle. В частности, структурированное по темам и видам занятий (лекции, упражнения, лабораторные работы, расчетно-графическая и курсовая работы) содержание дисциплины в системе Moodle представляется в виде набора модулей, наполненных соответствующими информационными ресурсами и интерактивными элементами [6].

Дисциплина «Основы теории цепей» (ОТЦ) при обучении студентов по направлениям "Радиотехнические системы и комплексы", "Радиотехника" и др. является базовой для последующих общеобразовательных и инженерных дисциплин: «Радиотехнические цепи и сигнал», «Электроника и микроэлектроника, «Схемотехника аналоговых электронных устройств». Задачей курса ОТЦ является формирование у обучающихся понятийного аппарата и физических представлений о функционировании и синтезе основных видов электрических цепей, являющихся основой построения схемотехники радиотехнических приборов.

Широкое распространение в учебной практике математических программ машинного моделирования вносит существенные коррективы в классическое содержание курса ОТЦ. Так, например, на наш взгляд нецелесообразно изучение широкого спектра методов анализа электрических цепей, так как сам процесс анализа автоматизирован. Основное внимание следует уделять усвоению физической сущности законов Кирхгофа и анализу цепей методами наложения и эквивалентного генератора, при этом делая упор на освоение материала путем решения задач в максимально возможном объеме [4, 5]. Целесообразно также широкое применение в учебной практике изучения ОТЦ программ имитационного схемотехнического моделирования, таких например как Micro-Cap. Большие возможности, наглядный и удобный интерфейс Micro-Cap позволяют обучающимся эффективно осваивать многие аспекты анализа и синтеза линейных и нелинейных электрических цепей [2, 3].

При заочной форме образовательного процесса СДО Moodle организует наиболее эффективное изучение дисциплины, создавая целостное представление о теории и обеспечивая выработку практических навыков анализа и расчета электрических цепей. При очной форме образовательного процесса в сочетании с аудиторными занятиями (лекции, упражнения, РГР, курсовая работа), предусмотренными учебным планом, система Moodle позволяет не только предоставить учащемуся исчерпывающий материал по изучаемой теме в виде различных информационных ресурсов, но организовать и проконтролировать самостоятельную работу студентов по каждому тематическому модулю. В качестве элементов контроля, в зависимости от содержания изучаемой темы, использованы различные интерактивные элементы Moodle: лекция, задание, тесты. Интерактивные элементы позволяют акцентировать внимание студентов на соответствующих разделах излагаемого в тематическом модуле материала и закрепить его содержание, проконтролировать ритмичность работы студентов и выявить отстающих.

Дистанционный курс ОТЦ, выполненный в среде Moodle 3.9 [6], состоит из 13 тематических модулей, содержащих теоретическую часть в виде интерактивного элемента «Лекция», практические задания по изучаемым темам в виде интерактивного элемента «Тест», контрольных и лабораторных работ, а также расчетно-графические задания и темы курсовой работы.

Теоретический материал модуля является, по сути, развернутым конспектом соответствующей лекции. Очевидно, что качественно изложить весь теоретический материал курса в отведенные часы невозможно. Целесообразно на лекциях рассмотреть наиболее сложные и проблемные вопросы изучаемой дисциплины, а некоторые разделы (темы) вынести на самостоятельную проработку в рамках выделенного бюджета времени на самостоятельные заня-

тия студентов. Для этого необходимо снабдить учащихся необходимыми методическими материалами и обеспечить контроль выполнения учебного графика.

Лабораторный практикум по ОТЦ выполнен на базе доступного студентам в виде DEM-версии пакета программ схемотехнического моделирования и проектирования Micro-Cap (например, MC8DEMO, размещенная на сайте <http://www.spectrum-soft.com>). Курс содержит 8 работ, охватывающих большинство разделов изучаемой дисциплины. Размещенные в соответствующих модулях курса методические указания полностью решают проблемы обеспечения студентов методическими материалами. Лабораторные работы выполняются в дисплейных классах университета. Использование системы Moodle позволяет каждому студенту сохранить результаты экспериментальных исследований и при необходимости закончить выполнение лабораторной работы в рамках самостоятельной работы на любом компьютере, подключенном к интернету. Введение интерактивного элемента «Задание» позволяет студентам оформить и представить отчет по выполненной лабораторной работе в электронном виде. Защита лабораторных работ может проводиться как очно (в аудитории), так и дистанционно с использованием элементов «Тест» и «Задание».

При проведении практических занятий в отведенные учебным графиком аудиторные часы рассматриваются правила и приемы решения типовых задач, характерных для изучаемой дисциплины. Далее студентам для закрепления приобретенных навыков предлагается домашнее задание с набором индивидуальных задач, требующей последующей проверки преподавателем. Размещенные в СДО Moodle развернутые методические указания к практическим занятиям по каждой теме с примерами решения типовых задач позволяют студентам более успешно справиться с домашним заданием, а использование тестов - автоматизировать процесс проверки индивидуальных заданий.

Аналогично можно организовать выполнение, проверку и оценивание расчетно-графических заданий (на которые, как правило, не отводится аудиторных часов). Система Moodle может быть хорошим подспорьем и при выполнении курсовых работ и проектов, не только для обеспечения информационными ресурсами процесса проектирования, но и для проведения консультаций студентов, а также для контроля за ходом проектирования.

Оценивание в СДО Moodle 3.9 достигнутого в процессе обучения уровня компетенций может быть основано на использовании карты баллов, в которой указывается распределение баллов между мероприятиями текущего контроля успеваемости. Бальная система контроля текущей успеваемости играет не только стимулирующую роль в процессе обучения, но и может быть учтена при итоговой аттестации по дисциплине [1].

В докладе так же рассматриваются и некоторые другие особенности использования СДО Moodle 3.9 при изучении дисциплины «Основы теории цепей».

Библиографический список

1. Косс В.П. Применение технологий электронного обучения при реализации программы бакалавриата по направлению «Радиотехника» / Международная конференция «Современные технологии в науке и образовании». Рязань: РГРТУ, 2016.
2. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЦЕПЕЙ Лабораторные работы в среде Micro-Cap Часть 1. Методические указания к лабораторным работам / Рязан. гос. радиотехн. ун-т; сост. В.П. Косс, Ю.Н. Гришаев. – Рязань: РГРТУ, 2020.
3. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЦЕПЕЙ Лабораторные работы в среде Micro-Cap Часть 2. Методические указания к лабораторным работам / Рязан. гос. радиотехн. ун-т; сост. В.П. Косс, Ю.Н. Гришаев, Ю.Н. Мамаев. – Рязань: РГРТУ, 2021.
4. Анализ и расчет линейных электрических цепей постоянного и переменного тока: методические указания к упражнениям по дисциплине «Основы теории цепей» / Рязан. гос. радиотехн. ун-т.; сост. Ю.Н. Мамаев, Рязань, 2018.
5. Переходные процессы в линейных электрических цепях: методические указания к упражнениям по дисциплине «Основы теории цепей» / Рязан. гос. радиотехн. ун-т.; сост. Ю.Н. Гришаев, Рязань, 2010.
6. Дистанционное обучение в среде Moodle: методические указания/ Рязан. гос. радиотехн. ун-т; сост.: Н.П. Клейносова, Д.О. Орехов, Н.Ю. Юрков. Рязань, 2022.

УДК 621.384.3; ГРНТИ 28.23.15, 47.57

МЕТОД АВТОМАТИЧЕСКОЙ ФОКУСИРОВКИ КАМЕРЫ ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ В СИСТЕМАХ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ С НЕСКОЛЬКИМИ КАНАЛАМИ ОПТИЧЕСКОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Е.А. Жирков

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

Аннотация. В данной работе рассмотрен метод автоматической фокусировки оптического канала мультиспектральной камеры, являющейся элементом обзорной системы. Приведён математический аппарат, иллюстрирующий суть метода автоматической фокусировки посредством анализа тепловизионного канала мультиспектральной камеры. Изложены результаты натурального эксперимента, проведённого в лабораторных условиях, приближенных к реальным.

Ключевые слова: техническое зрение, мультиспектральная камера, обработка изображений, инфракрасная камера, цифровая обработка изображений.

HIGH-RESOLUTION CAMERA AUTOMATIC FOCUSING METHOD IN VISION SYSTEMS WITH MULTIPLE OPTICAL SURVEILLANCE CHANNELS

E.A. Zhirkov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russian Federation, Ryazan, jirckow.evgeny2013@yandex.ru*

The summary. In this paper, we consider the method of automatic focusing of the optical channel of a multispectral camera, which is an element of the viewing system. A mathematical apparatus is presented that illustrates the essence of the automatic focusing method by analyzing the thermal imaging channel of a multispectral camera. The results of a full-scale experiment conducted in laboratory conditions close to real conditions are described.

Keywords: technical vision, multispectral camera, image processing, infrared camera, digital image processing.

Введение

В эпоху развития систем технического зрения и обработки изображений при помощи нейросетей актуальной становится задача визуального обнаружения объекта интереса и дальнейшего его сопровождения в обзорных системах. Решение данной задачи затруднено ввиду изложенных ниже обстоятельств. Упростить процедуру обнаружения может помочь учёт особых свойств объекта интереса. Например, он может иметь температуру, отличную от температуры окружающих предметов и естественного фона.

Системы технического зрения чувствительны к качеству изображения. Так, если оно имеет недостаточную резкость или объект интереса находится не в фокусе оптического сенсора, возможны ошибки в работе алгоритма автоматического распознавания [1]. Фокусировка видеокамеры на объекте интереса позволяет наблюдать его чёткое изображение и, как следствие, повысить вероятность достоверного распознавания. При стационарном положении камеры и объекта обычно ограничиваются фиксацией положения сенсора и его персональной юстировкой. Однако в случаях, когда расстояние между сенсором и объектом неизвестно и непостоянно, полезной оказывается система автоматической фокусировки. К примеру, объект движется по какой-то траектории, а сенсор закреплён стационарно и производит слежение за объектом. В идеальном случае объект должен хорошо наблюдаться, т.е. не быть загороженным посторонними предметами. Кроме того, работа систем технического зрения для распознавания образов упрощается, если изображение объекта имеет достаточную резкость, т.е. когда камера сфокусирована.

Формулировка проблемы

Обеспечение фокусировки камеры необходимо для решения более глобальной задачи распознавания образов. Проблема автоматической фокусировки сенсора оптического диапазона заключается в неопределённости расположения объекта относительно оптического центра камеры. Современным цифровым камерам не обязательно механически совмещать направление на объект и оптическую ось. Если объект находится в поле зрения камеры (но не на краю, иначе решение приближается к сингулярному), достаточно знать угловое положение изображения объекта относительно центра кадра. Определённую помощь в определении углового положения могут дать особые свойства объекта.

В данной работе рассмотрена ситуация, когда объект интереса является нагретым телом на относительно холодном фоне. Инфракрасное (ИК) излучение объекта — его особое свойство. Например, это может быть теплокровное живое существо (человек) либо техногенный аппарат (движущийся или недавно остановившийся автомобиль). Способ автоматической фокусировки, опирающийся на априорное знание особых свойств объекта, предъявляет дополнительные требования к аппаратному обеспечению системы обнаружения. Так, дополнительный учёт теплового контраста требует обеспечения мультиспектрального зрения, сочетающего, как оптический сенсор, так и сенсор, чувствительный в ИК диапазоне электромагнитных волн [2].

Научная новизна

В работе предлагается в качестве обзорной системы использовать мультиспектральный сенсор, один из каналов которого (ИК) используется как вспомогательный для автоматической фокусировки другого канала (оптического), решающего основную задачу — распознавание образов. В силу невысокого разрешения ИК канала (640×512 пикселей) предлагается использовать субпиксельную оценку [3] точки фокусировки.

Постановка задачи

Требуется обнаружить тёплый объект и произвести его распознавание. Предполагается, что в поле зрения камеры находится один объект с тепловым контрастом, причём сам объект не является точечным. Автоматическая фокусировка используется как вспомогательная функция. Именно она и будет рассмотрена ниже.

Алгоритм автоматической фокусировки можно представить следующим образом:

- 1) получение теплового изображения сцены;
- 2) поиск яркой (тёплой) области, соответствующей тепловому портрету объекта;
- 3) поиск теплового центра (центроида) этой области;
- 4) вычисление углового положения центроида относительно центра теплового кадра;
- 5) совмещение ИК и оптического изображения сцены и фокусировка видеокамеры в точку, соответствующую центроиду нагретой области.

Математическое решение

Рассмотрим тепловое изображение. Распределение яркости эквивалентно распределению теплового излучения, попадающего в объектив. Распределение яркости изображения представлено двумерной дискретной функцией $B(x, y)$, показывающей яркость в точке с дискретными координатами $\mathbf{r}=[x, y]^T$, где x — координата (в пикселях) по ширине кадра, y — координата (в пикселях) по высоте кадра. Начало координат находится в верхнем левом углу кадра. Значение функции $B(x, y)$ определено на множестве целых чисел, причём минимальное значение яркости $B_{\min}=0$, а максимальное B_{\max} . Например, для 8-ми битного изображения

[0; 255] и определяет 256 градаций яркости. В дальнейшем будем представлять тепловую картину как привычное изображение в градации серого цвета.

Обнаружение

Поиск тёплой области — подзадача, требующая отдельного решения. В работе предлагается использовать бинаризатор — пороговый детектор, работающий следующим образом:

$$\begin{cases} B(\mathbf{r}_j)=0, & \text{если } B(\mathbf{r}_j)<B_{\text{thr}} \\ B(\mathbf{r}_j)=B_{\text{max}}, & \text{если } B(\mathbf{r}_j)\geq B_{\text{thr}}, \end{cases} \quad (1)$$

где B_{thr} — пороговое значение яркости (от англ. threshold — порог).

Порог необходимо выставить таким образом, чтобы после бинаризации (1) тепловое изображение интересующего объекта имело отличную от фона величину яркости.

Адаптация порога имеет смысл при анализе потока кадров. Простым и работоспособным методом является выбор порога по следующему правилу [4]:

$$B_{\text{thr}}=\mu+k\sigma<B_{\text{max}},$$

где μ — математическое ожидание яркости кадра;

σ — среднеквадратическое отклонение яркости кадра;

k — коэффициент, выбираемый исходя из гистограммы распределения яркости.

Данная формула применима в условиях, оговорённых выше в разделе «Постановка задачи», т.е. при работе с одним теплоконтрастным объектом.

Координаты центроида

Тепловой центр (центроид) изображения можно легко вычислить следующим образом:

$$\mathbf{r}_t = \frac{\sum_j \mathbf{r}_j B(\mathbf{r}_j)}{\sum_j B(\mathbf{r}_j)}, \quad (2)$$

где $\mathbf{r}_t=[x_t, y_t]^T$ — координаты центроида;

$\mathbf{r}_j=[x_j, y_j]^T, j=0, 1, \dots, W \times H - 1$, — координаты всех точек кадра, размер которого обозначим через $W \times H$, где W — ширина (от англ. width), H — высота (от англ. height) кадра. Координаты центроида следует округлить, чтобы получить дискретные значения (в пикселях), но для повышения точности вычисления центроида возможно использование субпиксельных оценок.

Угловое положение

Центр кадра расположен в точке $C(x_c=W/2; y_c=H/2)$. Тепловой центр расположен в точке $T(\mathbf{r}_t)$. Опустим перпендикуляр к плоскости кадра из точки A (см. рисунок 1) в центр C кадра с координатами $(x_c; y_c)$, тёплая область Γ имеет центр в точке T с координатами $\mathbf{r}_t=(x_t; y_t)$.

Угловое смещение тёплой точки $T(\mathbf{r}_t)$, определяемой согласно (2), относительно центра кадра может быть выражено через систему последовательных поворотов: по горизонтали $\Delta\varphi$ и по вертикали $\Delta\psi$. Для указанной последовательности данные повороты связаны соотношениями:

$$\text{tg}(\Delta\varphi) = \frac{x_t - x_c}{AC} = \frac{\Delta x}{AC} \quad \text{и} \quad \text{tg}(\Delta\psi) = \frac{y_t - y_c}{\sqrt{AC^2 + \Delta x^2}} = \frac{\Delta y}{\sqrt{AC^2 + \Delta x^2}}, \quad (3)$$

где AC — длина отрезка AC (см. рис. 1);

x_t и y_t — координаты центроида тепловой области;

x_c и y_c — координаты центра кадра в пикселях;

Δx и Δy — смещения центра относительно центра кадра по ширине и высоте кадра соответственно.

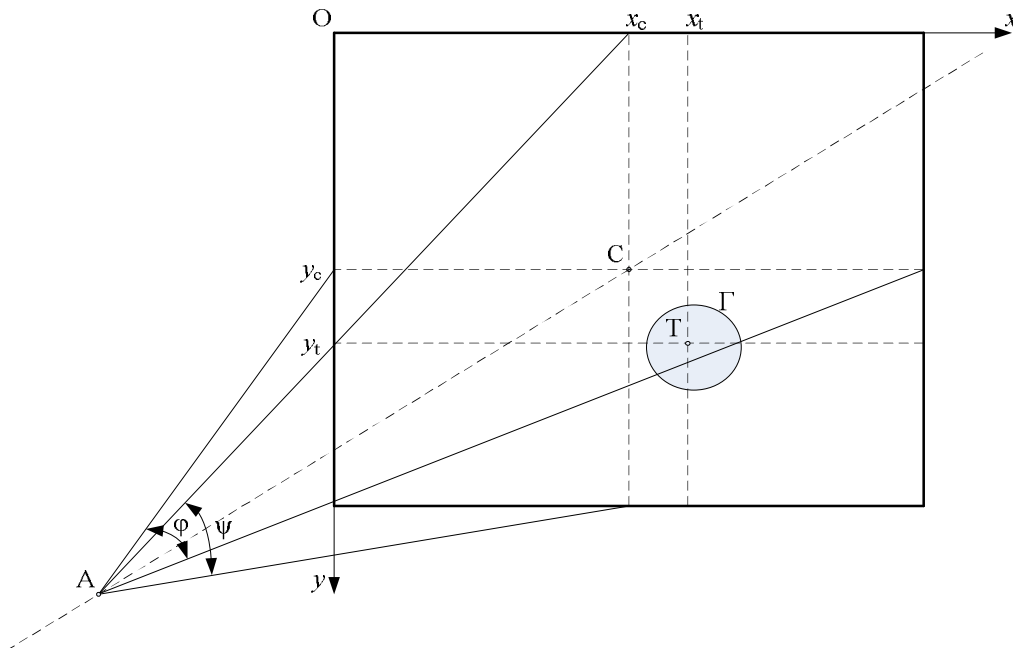


Рис. 1. Геометрическая модель кадра с изображением теплового объекта

Отметим, что поле зрения камеры связано с геометрическими размерами кадра следующим образом:

$$\operatorname{tg}(\varphi/2) = \frac{W}{2AC} \text{ и } \operatorname{tg}(\psi/2) = \frac{H}{2AC}, \quad (4)$$

где φ — поле зрения по горизонтали;

ψ — поле зрения по вертикали;

W и H — ширина и высота кадра соответственно.

Получим угловые смещения центра, используя выражения (3) и (4):

$$\Delta\varphi = \operatorname{arctg} \frac{2\Delta x \operatorname{tg}(\varphi/2)}{W} \text{ и } \Delta\psi = \operatorname{arctg} \frac{\Delta y}{\sqrt{\left(\frac{H}{2 \operatorname{tg}(\psi/2)}\right)^2 + \Delta x^2}} = \operatorname{arctg} \frac{\Delta y}{\sqrt{H'^2 + \Delta x^2}} \quad (5)$$

где $H' = H/(2\operatorname{tg}(\psi/2))$ — приведённая высота кадра.

Последним шагом остаётся поиск координат центра объекта интереса на кадре видимого диапазона длин волн. Для этого из формул (5) выразим координаты центра $\mathbf{r}_t = [x_t, y_t]^T$ и произведём замену: $\mathbf{r}_t = [x_t, y_t]^T \rightarrow \mathbf{r}_v = [x_v, y_v]^T$, перейдя таким образом от теплового изображению к оптическому:

$$x_v = \frac{\operatorname{tg}(\Delta\varphi)}{\operatorname{tg}(\varphi/2)} \frac{W}{2} + x_c \text{ и } y_v = \frac{\operatorname{tg}(\Delta\psi)}{\operatorname{tg}(\psi/2)} \frac{H'}{2} + y_c. \quad (6)$$

В выражении (6) все величины, характеризующие угловое смещение, поле зрения, размер и координаты центра кадра, справедливы для оптической камеры.

Данная замена справедлива при ряде допущений:

- область обзора тепловой камеры целиком лежит в области обзора оптической камеры;

- камеры видимого и теплового диапазонов имеют юстированные оптические оси;
- нелинейные искажения изображений, такие, как дисторсия, учтены заранее;
- устройство мультиспектрального зрения используется в качестве обзорной системы.

Натурный эксперимент

Цель эксперимента заключается в автоматической фокусировке мультиспектральной оптической системы на тёплом объекте для облегчения его распознавания. В рамках условий, оговорённых ранее, на сцене наблюдается один объект интереса, имеющий тепловой контраст с фоном.

В качестве экспериментального устройства использовалась мультиспектральная камера, сочетающая в себе видеокамеру оптического диапазона и тепловизор, работающий в диапазоне длин волн от 8 до 14 мкм. Мультиспектральная система способна транслировать одновременно два потока видеоданных.

Параметры видеокамеры:

- поле зрения — $\psi \approx 58^\circ$ по вертикали и $\varphi \approx 65^\circ$ по горизонтали;
- разрешение кадра 1280×720 пикселей.

Параметры тепловизора:

- поле зрения — $\psi \approx 19^\circ$ по вертикали и $\varphi \approx 24^\circ$ по горизонтали;
- разрешение кадра 640×512 пикселей.

Оба сенсора юстированы относительно друг друга и корпуса устройства. Расхождение оптических осей на 100 м составляет около 15 см, что, как показали эксперименты, приемлемо для решаемой задачи.

Задача состоит в следующем. При помощи тепловизора необходимо обнаружить тепловое пятно на сцене и вычислить его центр. Координаты центра пятна на тепловом кадре пересчитываются в координаты точки на видеокадре. Далее необходимо навести видеокамеру на эту точку и автоматически её сфокусировать.

На практике перед бинаризацией изображения применялась его гамма-коррекция. Данная операция позволяет выделить более яркие точки и, как следствие, акцентировать внимание на тёплых предметах сцены. Процедура предобработки кадра посредством гамма-коррекции яркости имеет вид:

$$B'(\mathbf{r}_j) = B_{\max} (B(\mathbf{r}_j) / B_{\max})^\gamma,$$

где γ — коэффициент гамма-коррекции, B' — скорректированная яркость. Для выделения более ярких объектов следует выбирать $\gamma > 1$. Результат гамма-коррекции в инверсных цветах (негативе) одного кадра приведён на рисунке 2.



Рис. 2. Тепловое негативное изображение сцены до обработки

Далее полученное изображение подвергалось бинаризации (рисунок 3).

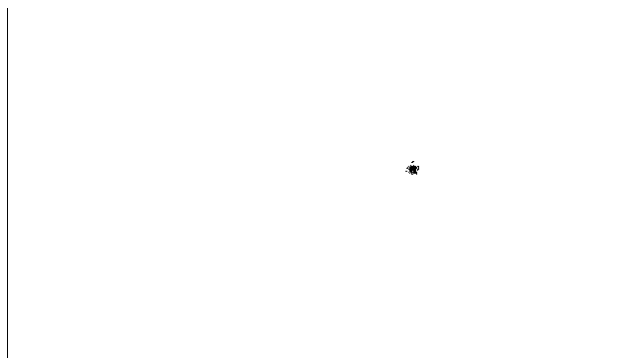


Рис. 3. Тепловое негативное изображение сцены после обработки

Положение центроида на бинаризованном кадре (рисунок 3) в системе координат, определённой на рисунке 1, составляет $\mathbf{r}_c = [x_c, y_c]^T \approx [413, 314]^T$ (в пикселях). Расчёт углового положения по формулам (3)–(6) даёт смещения $\Delta\varphi \approx 3,5^\circ$ по горизонтали и $\Delta\psi \approx 2,2^\circ$ по вертикали относительно центра кадра, что составляет $\mathbf{r}_v = [x_v, y_v]^T \approx [702, 382]^T$ (в пикселях) положение точки фокусировки оптической камеры.

Для задачи автоматической фокусировки камеры технического зрения, являющейся элементом мультиспектральной обзорной системы, с использованием теплового портрета местности данной точности достаточно для решения рассмотренной задачи.

Заключение

В данной работе изложен инженерный подход к решению поставленной задачи. Предлагаемый метод автоматической фокусировки мультиспектрального сенсора обзорной системы позволяет концентрировать внимание камеры технического зрения на объектах, нагретых относительно более холодного фона. Перспективным направлением дальнейшего исследования является поиск эффективных процедур, позволяющих сопоставить одно множество точек, соответствующих объекту интереса, с другим множеством точек, соответствующих яркой области тепловизионного кадра.

Библиографический список

1. Szeliski R. Computer Vision: Algorithms and Applications, 2nd edition.— Springer, 2022.— 1232 p.
2. Multispectral Sensor Calibration and Characterization for sUAS Remote Sensing / B. Mamaghani, and C. Salvaggio // Carlson Center for Imaging Science, Digital Imaging and Remote Sensing Laboratory, 2019.— P. 12–19.
3. Engelhardt T. Low-Cost Subpixel Rendering for Diverse Displays.— Computer Graphics Forum, 2013.— 33. — 1.— 199–209. doi:10.1111/cgf.12267. S2CID 985132.
4. Исрафилов Х.С. Исследование методов бинаризации изображений [Электронный ресурс] URL: <https://scientificjournal.ru> (дата обращения: 11.02.2025).

УДК 629.7.052; ГРНТИ 47.49.31

УПРОЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ АДАПТАЦИИ ОБЕЛЯЮЩЕГО ФИЛЬТРА НА ОСНОВЕ МЕТОДА ОДНОРАНГОВОГО ОБНОВЛЕНИЯ

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 акселерометрического сигнала, основанный на алгоритме однорангового обновления автокорреляционной матрицы помех при вычислении весовых коэффициентов обеляющего фильтра. Предлагаемый метод сравнивается с известным способом по эффективности подавления коррелированных помех и по количеству математических операций, затрачиваемых на вычисление этих коэффициентов. В заключение приведены демонстрационные рисунки и сделан вывод об эффективности разработанной методики.

Ключевые слова: начальная выставка, обеляющий фильтр, коррелированные помехи, одноранговое обновление, вычислительные затраты.

SIMPLIFIED ALGORITHM FOR WHITEWASHING FILTER ADAPTATION BASED ON THE PEER-TO-PEER UPDATE METHOD

M.D. Zhilinsky, V.G. Andrejev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, maksim.zilinskij@mail.ru; andrejev.v.g@rsreu.ru

Abstract. A method for processing an accelerometric signal based on an algorithm for peer-to-peer updating of an autocorrelation interference matrix when calculating the large coefficients of a prewhitening filter is considered. The proposed method is compared with the known method in terms of the effectiveness of correlated interference suppression and the number of mathematical operations required to calculate these coefficients. In conclusion, the demonstration drawings are presented and a conclusion is drawn on the effectiveness of the developed methodology.

Keywords: initial alignment, prewhitening filter, correlated interference, peer-to-peer updating, computational cost.

Основной проблемой, мешающей точной начальной выставке навигационной системы, является коррелированная помеха, вызываемая работой винтомоторной группы летательного аппарата, регистрируемая датчиками бесплатформенной инерциальной навигационной системы (БИНС) вместе с полезным сигналом (ускорением свободного падения) [1]. Задача повышения точности начальной выставки БИНС при вибрациях корпуса беспилотного летательного аппарата лёгкого типа сопряжена с синтезом обеляющего фильтра (ОФ) для обработки сигналов с выходов 3D акселерометра. Применение фильтра подавления коррелированных помех небольшого порядка $q=3...7$ уменьшает дисперсию ошибки начальной выставки, но сопряжено со значительными вычислительными затратами [2]. Предлагается упрощённый алгоритм адаптации ОФ к изменяющимся параметрам помех, основанный на одноранговом обновлении их автокорреляционной матрицы. Исследуется функционирование ОФ при прохождении через него сигнала с одного из трёх выходов 3D акселерометра БИНС [3]. Исследование производится путём имитационного моделирования. При этом сравнивается эффективность работы оптимального ОФ с предлагаемым упрощённым алгоритмом расчета коэффициентов фильтра подавления.

В основе оптимального метода выделения сигнала на фоне небелого шума лежит обеление мешающего воздействия путём фильтрации с параметрами, которые определяются коэффициентами обратной к автокорреляционной матрице коррелированных мешающих компонент окрашенного процесса.

Для формирования автокорреляционной матрицы использовалась модель в виде суммы узкополосных составляющих, описываемых многосвязными марковскими процессами [4]. Для моделирования применялась авторегрессионная модель, основанная на 5-ти гармонических коррелированных компонентах помех, параметры которых представлены в таб-

лице 1, и аддитивный некоррелированный гауссовский шум с нулевым средним и относительной мощностью P_n . Результатом моделирования являлась формируемая дискретная последовательность $x=[x_n]$, представляющая собой массив данных x_n , где $n=0\dots N-1$. Гармонические компоненты помехи, описанные в таблице 1, отражают, как показали эксперименты, реальный состав мешающих колебаний, вызванных работой винтомоторной группы летательного аппарата вертолётного типа.

Таблица 1 — Параметры коррелированных помех

| | 1-я гармоника | 2-я гармоника | 3-я гармоника | 4-я гармоника | 5-я гармоника |
|-------------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
| $f, \text{Гц}$ | 4 | 8 | 20 | 40 | 80 |
| $a, \text{м/с}^2$ | 1,961 | 0,49 | 9,807 | 0,981 | 0,098 |

В таблице 1 ускорения мешающих вибраций обозначены как a_i на соответствующих частотах f_i вибраций, где $i=1\dots 5$ — номер гармонической компоненты.

Автокорреляционная матрица \mathbf{R}_c коррелированного мешающего процесса, в силу независимости её компонент, отвечающих за отдельные гармоники, представляет собой аддитивную сумму матриц \mathbf{R}_{ci} , описывающих отдельные узкополосные компоненты энергетического спектра мешающего процесса с гауссовскими огибающими:

$$\mathbf{R}_c = \sum_{i=1}^5 \mathbf{R}_{ci}. \quad (1)$$

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

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_c + P_n \mathbf{I}, \quad (2)$$

где \mathbf{R} — автокорреляционная матрица мешающего процесса, \mathbf{I} — единичная матрица. Нормированный спектр $S(f)$ сформированного процесса x с автокорреляционной матрицей \mathbf{R} приведен на рисунке 1.

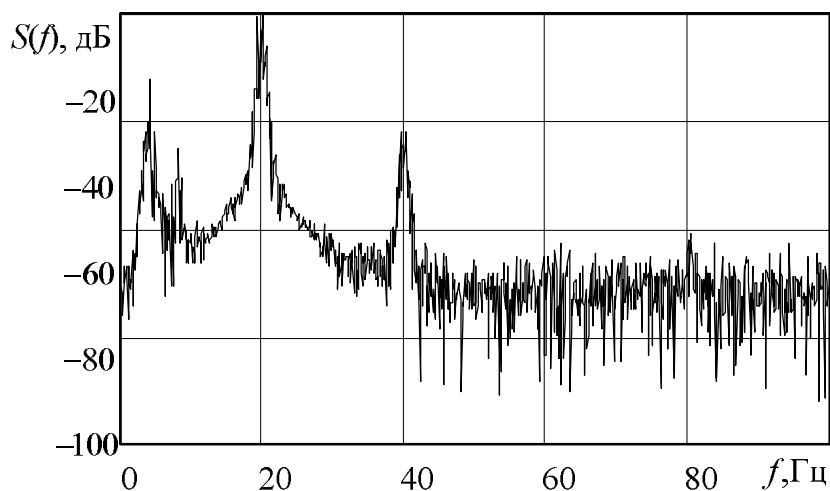


Рис. 1. Спектр $S(f)$ моделируемого авторегрессионного процесса x

Нормированным к единичной длине вектором w коэффициентов w_j импульсной характеристики нерекурсивного обесцвечивающего мешающую компоненту процесса фильтра поряд-

ка q является крайний левый вектор-столбец матрицы \mathbf{R}^{-1} размером $(q+1) \times (q+1)$, $j=0, 1, \dots, q$. После нахождения коэффициентов w_j ОФ производится обработка входной последовательности \mathbf{x} в скользящем окне (обеление окрашенной мешающей компоненты). Однако известная формальная процедура требует значительных вычислительных затрат, так как количество операций, требуемых на обращение матрицы \mathbf{R} размером $(q+1) \times (q+1)$ при использовании метода исключения Гаусса, пропорционально $(q+1)^3$. Отметим, что поскольку матрица \mathbf{R} является теплоцевой, то для неё эффективен рекурсивный быстрый алгоритм обращения Левинсона – Дербина, количество операций в котором пропорционально $3(q+1)^2$, что уменьшает вычислительные и временные затраты на обработку входного сигнала \mathbf{x} [5]. Однако в случае жестких временных ограничений эта методика также может не отвечать выдвигаемым требованиям по быстродействию. Поэтому предлагается альтернативный путь решения проблемы оптимизации вычислительных затрат. Он основан на известном алгоритме однорангового обновления матрицы при условии, что она является квадратной и невырожденной [6]:

$$\mathbf{w}_s = ((\mathbf{R} + \mathbf{x} \mathbf{x}^H)^{-1}) \mathbf{i} = \left(\mathbf{R}^{-1} - \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{x} \mathbf{x}^H \mathbf{R}^{-1}}{1 + \mathbf{x}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{x}} \right) \mathbf{i}, \quad (3)$$

где \mathbf{w}_s — вектор весовых коэффициентов w_{sj} предлагаемого адаптивного обеляющего рекурсивного фильтра, рассчитанный упрощенному алгоритму, \mathbf{i} — крайний левый вектор-столбец единичной матрицы.

Формула (3) носит название алгоритма Шермана – Моррисона и является частным случаем тождества Вудбери [7]. Из (3) следует, что если обратная автокорреляционной матрица \mathbf{R}^{-1} уже известна, то (3) обеспечивает численно менее затратный способ вычисления коэффициентов \mathbf{w}_s с поправкой на матрицу $\mathbf{x} \mathbf{x}^H$ (данная поправка рассматривается в данном случае как обновление ранга 1).

На рисунке 2, помимо нормированного амплитудного $S(f)$ спектра процесса \mathbf{x} (тонкая сплошная линия), поступающего на вход фильтров, изображены нормированные амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) известного обеляющего фильтра (жирная сплошная линия), чей вектор весовых коэффициентов \mathbf{w} вычислен путем обращения матрицы \mathbf{R} , и упрощенного фильтра (жирная пунктирная линия), вектор весовых коэффициентов \mathbf{w}_s которого рассчитан по формуле (3).

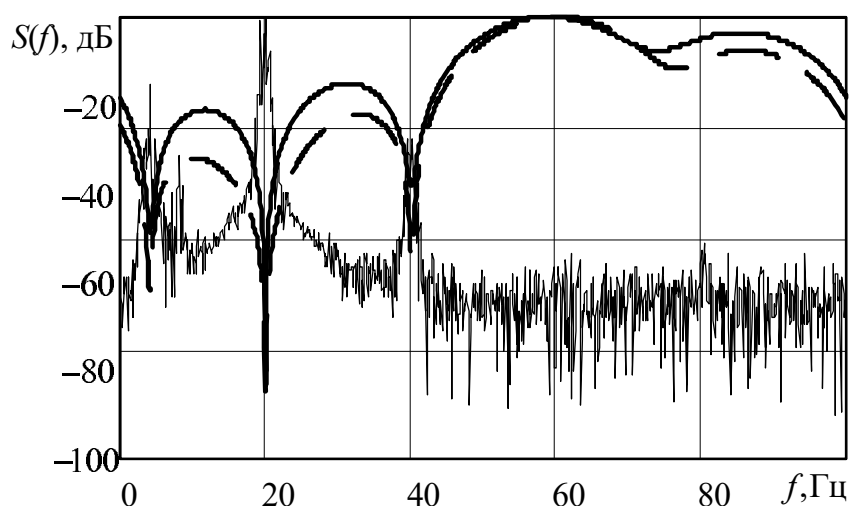


Рис. 2. Спектральные характеристики ОФ и сигнала \mathbf{x} на их входах

Как видно из рисунка 2, нули передаточной функции упрощенного фильтра образуют несколько более глубокие провалы (различия составляют от 2 до 8 дБ) в АЧХ на частотах мешающих спектральных составляющих, нежели чем при оптимальной фильтрации, что го-

ворит о преобладании режекторных свойств у упрощённого фильтра и о том, что его коэффициент K подавления коррелированных составляющих помехи будет несколько выше, чем у оптимального фильтра. Графики зависимости коэффициента K подавления коррелированных составляющих помехи от величины отношения шум/помеха $\sigma_{ш}^2/\sigma_c^2$ по мощности обесцвечивающих фильтров приведены на рисунке 3. При этом зависимость $K(\sigma_{ш}^2/\sigma_c^2)$ для известного ОФ показана сплошной жирной линией, а для предлагаемого упрощенного — пунктирной тонкой линией.

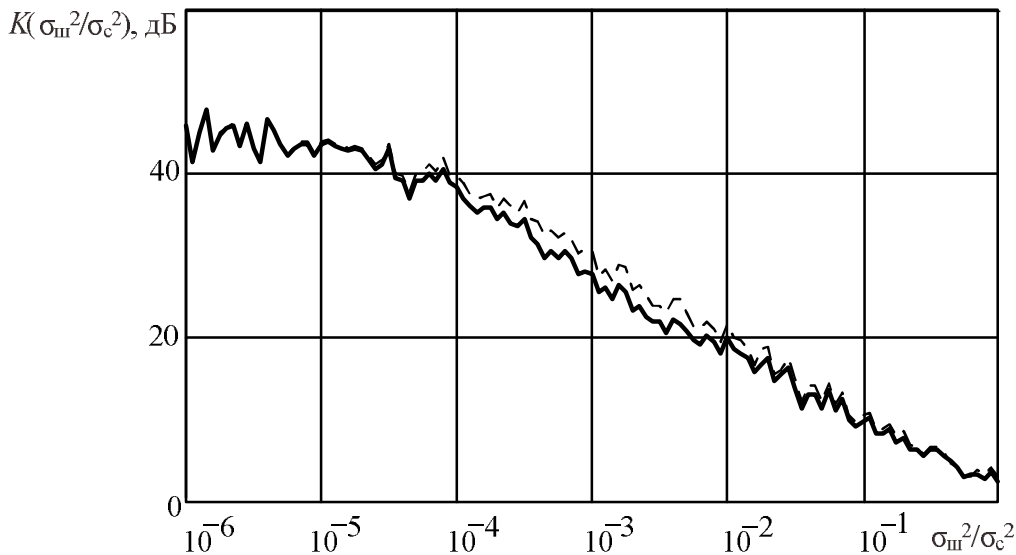


Рис. 3. Зависимости коэффициента K подавления коррелированных составляющих помехи от величины отношения шум/помеха $\sigma_{ш}^2/\sigma_c^2$ по мощности для известного и упрощенного ОФ

Из рисунка 3 видно, что при отношении шум/помеха в диапазоне $\sigma_{ш}^2/\sigma_c^2 = 10^{-2} \dots 10^{-4}$ выигрыш в коэффициенте подавления K для упрощенного алгоритма составляет примерно 2-3 дБ по сравнению с оптимальным обесцвечивающим фильтром.

При этом стоит отметить, что из-за вышеописанной особенности АЧХ упрощенного ОФ спектр процесса с его выхода будет также несколько отличен от спектра сигнала с выхода оптимального обесцвечивающего фильтра. Таким образом, увеличение коэффициента подавления K коррелированных составляющих помехи сопровождается дополнительными спектральными искажениями и возможным сужением полосы пропускания информационного (полезного) сигнала. Графики спектров процессов с выходов обесцвечивающих фильтров приведены на рисунке 4. Для известного ОФ спектр показан сплошной линией, а для предлагаемого упрощенного — пунктирной бледной линией.

Количество математических операций, затрачиваемых на одноранговое обновление автокорреляционной матрицы \mathbf{R} при строгом использовании формулы (3) составляет $3(q+1)^2$ [6]. Ввиду необходимости коррекции только крайнего левого вектора-столбца обратной матрицы \mathbf{R}^{-1} , это количество может быть сокращено за счет преобразования формулы (3) к следующему виду:

$$\mathbf{w}_s = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{i} - \frac{z_0}{1 + \mathbf{z} \mathbf{x}} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{x}, \quad (4)$$

где $\mathbf{z} = \mathbf{x}^H \mathbf{R}^{-1}$ — вектор-строка из элементов z_m , z_0 — первый элемент вектора \mathbf{z} , а \mathbf{i} — крайний левый вектор-столбец единичной матрицы. Количество математических операций, затрачиваемых при одноранговом обновлении по алгоритму (4), составляет $2(q+1)^2 + 5(q+1)$, также отметим, что для алгоритма однорангового обновления не требуется математически

затратная операция по расчету автокорреляционной матрицы (до $(q+1)^2$ вычислений), которую потом необходимо обращать и с учетом которой количество операций для вычисления коэффициентов w фильтра для алгоритмов Гаусса и Левинсона – Дербина возрастает до $(q+1)^3 + (q+1)^2$ и $4(q+1)^2$ соответственно.

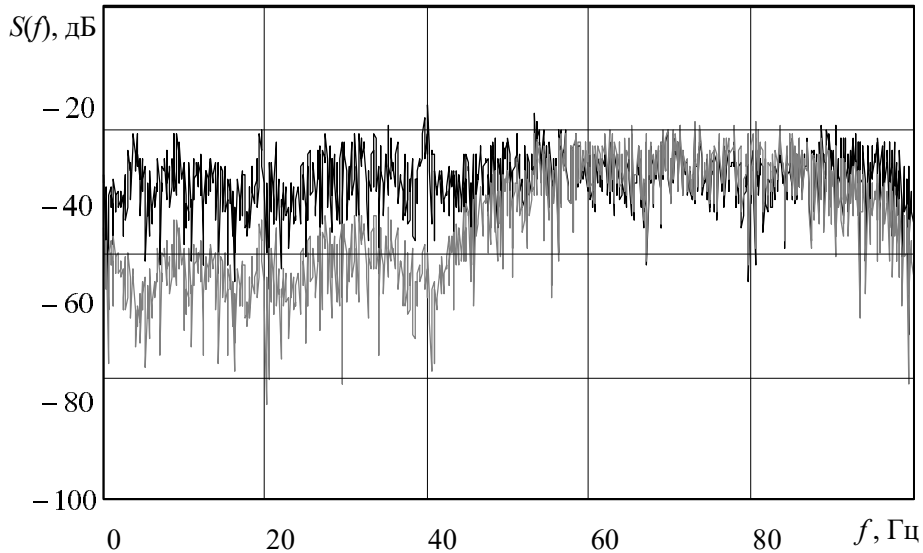


Рис. 4. Спектры «выбеленных» процессов с выходов известного и упрощенного ОФ

На рисунке 5 приведены зависимости количества μ вычислительных операций от порядка q фильтра для метода исключений Гаусса (сплошная линия), рекурсивного алгоритма Левинсона – Дербина (штрихпунктирная линия) и предлагаемого алгоритма, описываемого формулой (4) (пунктирная линия).

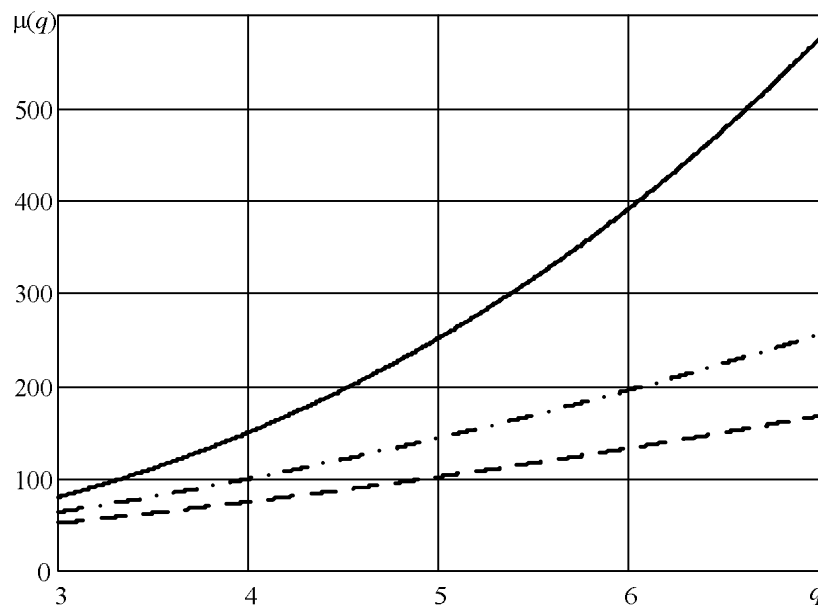


Рис. 5. Зависимости количества μ математических операций от порядка q ОФ

Как видно из рисунка 5, выигрыш в количестве μ математических операций для предлагаемого алгоритма при порядке фильтра $q = 5$ по сравнению с методом Гаусса составляет 2,5 раза, а по сравнению с быстрым алгоритмом Левинсона – Дербина — 1,5 раза. При дальнейшем увеличении порядка q фильтра выигрыш в количестве математических операций увеличивается.

Таким образом, предлагаемый упрощенный алгоритм (4) адаптации обесблещающего фильтра по сравнению с известными методами расчета коэффициентов фильтра обеспечивает значительный (до 50% по сравнению с алгоритмом Левинсона – Дербина при порядке фильтра $q = 5$) и несколько больший коэффициент подавления коррелированных составляющих помехи K (превышение коэффициента подавления достигает 2 – 3 дБ по сравнению с оптимальным обесблещающим фильтром). При этом имеет место некоторое сужение полосы пропускания информационного сигнала из-за более выраженных режекторных свойств упрощенного ОФ, однако, как показали эксперименты, для решаемой навигационной задачи это не является критичным.

Библиографический список

1. Андреев В.Г., Белокуров В.А. Метод повышения точности начальной выставки бесплатформенных навигационных систем // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2011. №2. Выпуск 36. С. 28-33.
2. Власенко А. Интегральные гироскопы iMEMS — датчики угловой скорости фирмы Analog Devices // Электронные компоненты. 2003. № 2. С. 36–38.
3. Орлов П.В. Выделение сигнала на фоне коррелированных помех и некоррелированного шума // Молодой ученый. 2019. № 24(262). С. 145–148.
4. Казаков В.А. Введение в теорию марковских процессов и некоторые радиотехнические задачи. М.: Сов. радио, 1973. 232 с.
5. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с.
6. Икрамов Х.Д., Матин фар. М. Пересчет нормальных псевдорешений при одноранговых модификациях матрицы // Журнал вычислительной математики и математической физики. 2003. Т. 43. № 4. С. 493–505.
7. Недождогин Н.С., Сармакеева А.С., Копысов С.П. Высокопроизводительный алгоритм Шермана – Моррисона обращения матриц на GPU // Вестник ЮУрГУ. Серия «Вычислительная математика и информатика». 2014. Т. 3. № 2. С. 101–108.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49

ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ АНАЛИЗА ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ОТРАЖЕНИЙ ОТ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

В.И. Кошелев, В.А. Рамазанова

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, ramazanova.alvida@mail.ru*

Аннотация. Методом имитационного моделирования исследуется спектр отражений от подстилающей поверхности при изменении таких параметров как высота полета, угол наклона диаграммы направленности антенны и скорость носителя радиолокационной станции.
Ключевые слова: помеха от подстилающей поверхности, спектр отражений, модели спектра, бортовая радиолокационная станция.

SOFTWARE FOR ANALYZING THE PROCESSING OF RADAR SIGNALS IN THE BACKGROUND OF REFLECTIONS FROM THE EARTH'S SURFACE

V.I. Koshelev, V.A. Ramazanova

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, ramazanova.alvida@mail.ru*

The summary. The method of simulation modeling is used to study the spectrum of reflections from the underlying surface when changing such parameters as flight altitude, angle of inclination of the antenna pattern and speed of the radar station carrier.

Keywords: interference from the underlying surface, reflection spectrum, spectrum models, airborne radar station.

Обнаружение движущихся объектов на фоне интенсивных пассивных помех, источниками которых являются отражения от подстилающей поверхности, метеорологических явлений в атмосфере, облаков диполей и т.д., представляют собой одну из важных задач современной радиолокации [1]. Данная проблема требует разработки эффективных методов и алгоритмов синтеза и анализа, способных обеспечить надежное (правильное) выделение полезного сигнала на фоне шумов и помех [2].

Мощность пассивных помех (из-за их высокой эффективной площади рассеивания (ЭПР)) многократно превышает мощность сигналов целей и шумов. В результате этого часть каналов приёмника РЛС маскируется помехой от подстилающей поверхности (ППП), что препятствует обнаружению сигналов целей и повышает вероятность ложных тревог. Таким образом, задача эффективного выделения полезного сигнала на фоне мощных отражений от земли является актуальной для повышения эффективности работы РЛС [3].

В [4] описана математическая и имитационная модель радиолокационных отражений от земной поверхности. Математическая модель позволяет анализировать такие параметры бортовых радиолокационных систем (БРЛС), как коэффициент подавления PPP, коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) и вероятность правильного обнаружения целей.

Выигрыш μ в отношении сигнал/(помеха+шум) и в подавлении помехи γ определяется соответственно по формулам

$$\mu = \frac{\mathbf{W}^{T*} \mathbf{R}_C \mathbf{W}}{\mathbf{W}^{T*} (\mathbf{R}_{III} + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{W}}, \quad (1)$$

$$\gamma = \frac{\mathbf{W}^{T*} \mathbf{W}}{\mathbf{W}^{T*} (\mathbf{R}_{III} + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{W}}. \quad (2)$$

Здесь \mathbf{W}^{T*} – комплексно-сопряженный и транспонированный вектор обработки фильтра;

$\mathbf{R}_C, \mathbf{R}_{III}$ – нормированные корреляционные матрица сигнала и помех соответственно;

\mathbf{W} – вектор обработки фильтра;

λ – отношение дисперсии шума к дисперсии коррелированной помехи;

\mathbf{I} – единичная матрица.

Согласно критерию Неймана – Пирсона, при отсутствии помех, вероятность правильного обнаружения сигналов с флюктуирующей амплитудой определяется выражением

$$D = F^{\frac{1}{1+\mu q}}. \quad (3)$$

Здесь F – вероятность ложной тревоги;

μ – коэффициент улучшения отношения сигнал/(помеха+шум);

q – отношение сигнал шум по мощности.

Средняя вероятность правильного обнаружения по всем частотным каналам соответствует формуле

$$\bar{D} = \frac{1}{N} \int_{-F_{\delta \max}}^{+F_{\delta \max}} D(F_{\delta}) dF_{\delta}, \quad (4)$$

или

$$\bar{D} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} D_i P_i, \quad (5)$$

где N – количество импульсов в пачке;

$F_{\delta \max}$ – максимальная доплеровская частота;

$F_{\text{оmin}}$ – минимальная доплеровская частота;

$D(F_{\text{д}})$ – вероятность правильного обнаружения, как функция доплеровского смещения частоты сигнала;

i – номер канала;

P_i – вероятность появления сигнала в i -ом канале скорости;

D_i – вероятность правильного обнаружения в i -ом канале скорости.

Как известно, ширина спектра отражений в первую очередь определяется скоростью движения носителя РЛС, а спектр расположен симметрично относительно несущей частоты [4-5].

Участок спектра с нулевой доплеровской частотой соответствует отражениям от ППП по высоте (их также называют альтиметровыми отражениями). Из-за большого коэффициента отражений от земной поверхности они имеют значительную интенсивность.

Наибольшая интенсивность отражений от ППП соответствует радиальной составляющей отражений в области главного лепестка (ГЛ) ДНА РЛС. Доплеровское смещение частоты отражений по ГЛ ДНА определяется как:

$$F_{\text{дгл}} = 2 \cdot (v_{rn} \cdot \cos \alpha \cdot \cos \beta) / \lambda, \quad (6)$$

где v_{rn} – радиальная составляющая скорости носителя в направлении максимума ДНА в вертикальной плоскости,

λ – длина волны,

α, β – углы между осью носителя БРЛК и направлением ГЛ ДНА в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно [4].

Для анализа эффективности важно создание модели исследуемого процесса, поскольку это повлияет определить ее количественные характеристики. Благодаря имитационной модели возможно моделирование различных сценариев полета носителя БРЛС, что приводит к оценке спектральной плотности мощности (СПМ) ППП, зависящей от частоты зондирующего сигнала, характеристик антенной системы, угла облучения, параметров полёта (высоты и скорости носителя РЛС).

Ключевые характеристики бортовых радиолокационных станций обусловлены движением носителя РЛС относительно земной поверхности. Наиболее значительные помехи возникают из-за отражений от подстилающей поверхности [6]. Эти сигналы, принимаются не только в области главного лепестка ДНА, но и через боковые лепестки. На рисунке 1 показано изменение относительного доплеровского сдвига фазы отражений по ГЛ (при изменении скорости носителя РЛС). Сплошной линией изображена СПМ при $\beta = 0,15$, пунктирной линией - при $\beta = 0,45$.

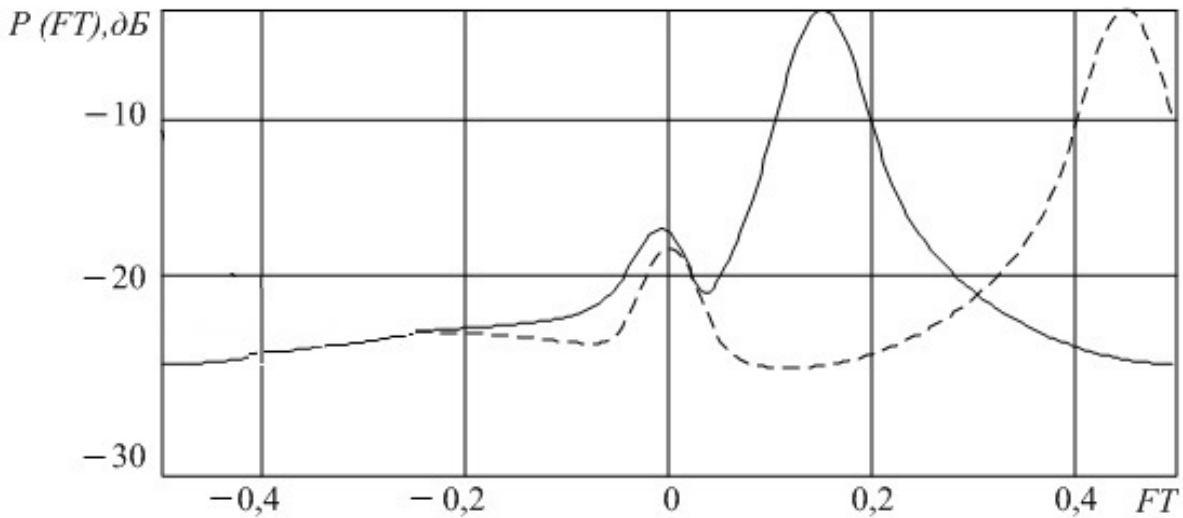


Рис. 1. Изменение относительного доплеровского сдвига фазы отражений по ГЛ при изменении скорости носителя РЛС

СПМ ППП при изменении высоты полета носителя РЛС изображен на рисунке 2 при относительной мощности альтиметровых отражений $P_a = 0.1$ (сплошная кривая) и $P_a = 0.3$ (пунктирная кривая).

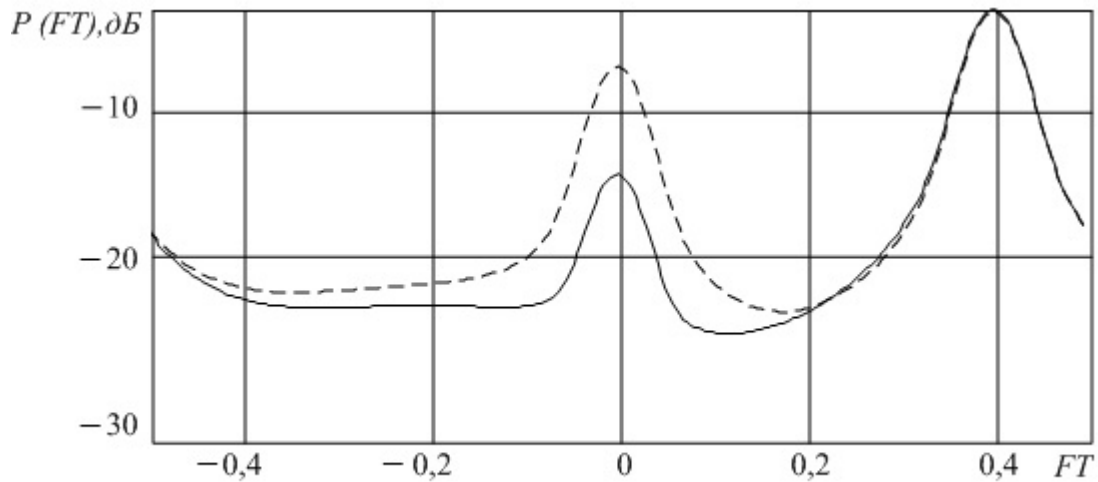


Рис. 2. Изменение уровня альтиметровых отражений при изменении высоты полета носителя РЛС $P_a = 0.1$ и $P_a = 0.3$

На рисунках 3-4 представлены зависимости мощности отражений по главному лучу при изменении КНД антенны РЛС и уровня боковых лепестков соответственно.

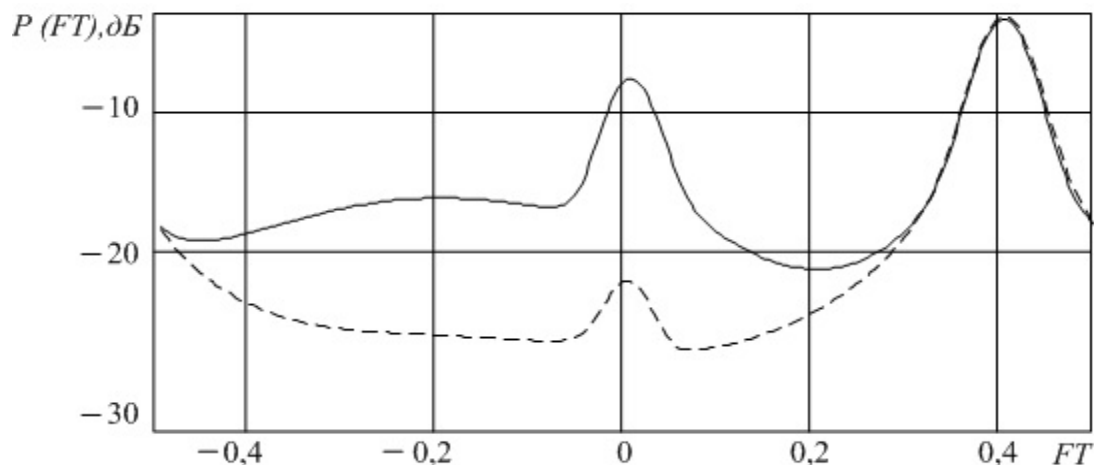


Рис. 3. Изменение мощности отражений по главному лучу РГЛ = 0.1(сплошной) и РГЛ = 1(пунктиром) при изменении КНД антенны РЛС

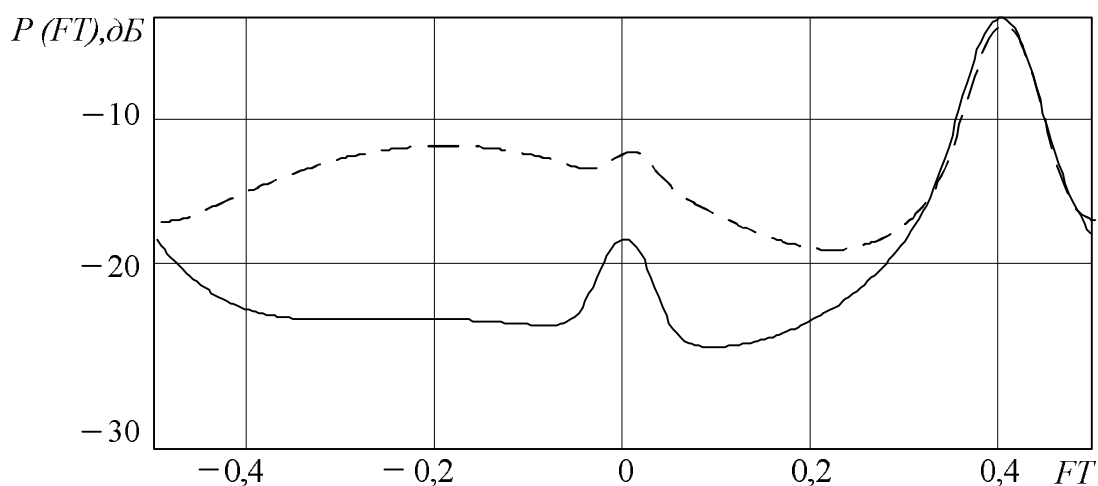


Рис. 4. Изменение отражений при изменении уровня боковых лепестков показано при РБЛ = 0.1(сплошной) и РБЛ = 1.1(пунктиром)

Достижение высоких значений КНД антенн, как и низкого уровня боковых лепестков ограничено геометрическими размерами антенны БРЛС. При возрастании скорости движения носителя РЛС расширяется спектр отражений от подстилающей поверхности вплоть до полного перекрытия зоны свободной от помех (рис. 5). Эти факторы существенно ограничивают возможности обнаружения и измерения параметров сигналов в бортовом радиолокационном комплексе [7].

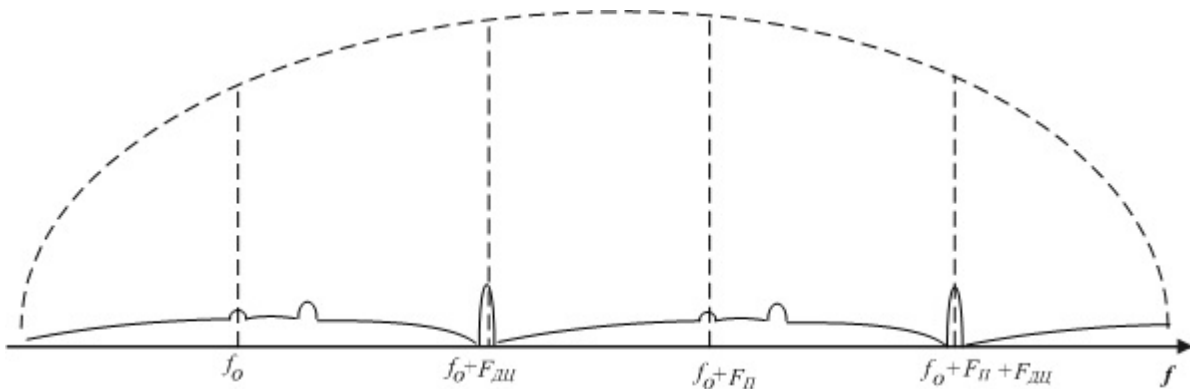


Рис. 5. Слияние спектров соседних гармоник от земли и полезной цели при $F_{ДН}=F_{П}/2$

Имитационная модель многокомпонентного случайного процесса включает в себя четыре компонента: две узкополосные компоненты (отражения по главному лучу ДНА и альтиметровые отражения) и широкополосный процесс, описывающий переднебоковые и заднебоковые лепестки ДНА, а также белый гауссовский шум.

Алгоритм формирования узкополосных случайных процессов (УСП) представляет собой многокомпонентный аддитивный процесс из нескольких УСП, описываемый следующими выражениями:

$R_{i,k}^E = \exp\{-[\pi|i-k|dFT]\}$ – корреляционные коэффициенты, соответствующие экспоненциальной модели (односвязанному марковскому процессу);

$R_{i,k}^G = \exp\{-[\pi(i-k)dFT]^2 / 2,8\}$ – корреляционные коэффициенты, соответствующие гауссовской модели (многосвязанному марковскому процессу);

$R^\Sigma = (\alpha R^G + (1-\alpha)R^E) \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi(i-k)FT)$ – корреляционные коэффициенты взвешенной суммы двух компонент с относительным доплеровским сдвигом FT (причем для альтиметровой составляющей принимается $FT=0$, j – мнимая единица);

$\mathbf{R} = (\mathbf{R}^\Sigma + \lambda \mathbf{E}) / (1 + \lambda)$ – корреляционные коэффициенты аддитивной взвешенной смеси односвязанного и многосвязанного процессов и белого гауссовского шума;

$R_{i,k}^E$ – корреляционные коэффициенты при односвязном марковском процессе;

$R_{i,k}^G$ – корреляционные коэффициенты при бесконечном марковском процессе;

\mathbf{E} – единичная матрица;

dFT – относительная ширина спектра флуктуаций помехи;

α – относительная доля гауссовской компоненты процесса;

λ – относительная доля белого гауссовского шума.

Проведен сравнительный анализ спектров отражений от ППП, который показал, совпадение с физическими представлениями и теоретическими данными. Результаты работы подтверждают целесообразность использования разработанной модели и программного обеспечения для анализа параметров спектральной плотности мощности отражений от ППП в зависимости от характеристик БРЛ и параметров полета носителя.

Библиографический список

1. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Сов. Радио, 1986. – 288 с.
2. Кошелев В.И. Методы и алгоритмы цифрового спектрального анализа сигналов: учебное пособие / В.И. Кошелев. – М.: КУРС, 2021. – 144 с.
3. Кошелев В.И. Основы теории радиосистем и комплексов радиоэлектронной борьбы: учебное пособие / В.И. Кошелев. – М.: КУРС, 2021. – 200 с.

4. Кошелев В.И., Рамазанова В.А. Математическая и имитационная модели радиолокационных отражений от Земной поверхности // Всероссийский научно-технический журнал «Проектирование и технология электронных средств». Владимир: ВлГУ. 2024. №4. С. 35-41.

5. Федоров В.А. Методы и устройства обработка сигналов в импульсно – доплеровских радиолокационных станциях // Рязан. гос. радиотехн. ун-т.: Рязань, 2006, 48с.

6. Канащенков А.И. Формирование облика авиационных систем управления вооружением. – М.: «Радиотехника», 2006. – 336с.

7. Вексин С.И. Цифровая обработка сигналов в доплеровских головках самонаведения / С.И. Вексин. – Москва: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2018. – 324с.

СЕКЦИЯ «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА»

УДК 621.316.718.5; ГРНТИ 50.43.00

ИССЛЕДОВАНИЕ КОНТРОЛЛЕРА БЕСЩЕТОЧНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Р.В. Ким

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, ya.kimro@yandex.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются регуляторы (контроллеры) скорости вращения бесщеточного электродвигателя для беспилотных летательных аппаратов, их общее устройство и принцип работы. Было проведено исследование реально существующей модели регулятора “Brushless ESC 40A”, как одной из наиболее распространенных. Приводятся его основные заявленные характеристики, а также их экспериментально полученные значения. Исследованы зависимости выходных параметров регулятора от входных. Целью является выявление реальных характеристик регулятора, принципов его работы и возможностей, для дальнейшего использования при проектировании собственного регулятора, выполненного преимущественно на отечественной элементной базе.

Ключевые слова: ESC, контроллер, регулятор, бесщеточный двигатель постоянного тока (БДПТ), электродвигатель, управляющая плата, ротор, ШИМ.

STUDY OF BRUSHLESS MOTOR SPEED CONTROLLER

R.V. Kim

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, ya.kimro@yandex.ru*

The summary. This paper discusses the brushless DC electric motor electronic speed controllers for RC aircrafts, their general structure and operating principles. A study of a real existing controller model “Brushless ESC 40A” was conducted, as one of the most popular. Its main declared characteristics, as well as the experimental ones are presented. The dependences of the controller's output parameters on the input ones are investigated. The goal is to identify the real characteristics of the controller, its operating principles and capabilities, for further use in designing own controller, made mainly on a Russian domestic element base.

Keywords: ESC, controller, regulator, brushless DC motor (BLDC), electric motor, control board, PWM.

В настоящее время использование беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) становится все более востребованным, вне зависимости от целей: военных, или гражданских. В БПЛА зачастую используются бесщеточные двигатели постоянного тока (БДПТ), которые отличаются от щеточных аналогов более высоким КПД и долговечностью, ввиду отсутствия быстро изнашивающихся щеток [4]. Однако такая конструкция двигателя требует внешнего устройства для регулировки оборотов, которое и рассматривается в данной статье. Таким образом, одним из важнейших компонентов, необходимых для корректного функционирования БПЛА, является регулятор скорости вращения его двигателей. Несмотря на растущий спрос на БПЛА и на их комплектующие, на российском рынке в открытой продаже до сих пор не распространены контроллеры бесщеточных электродвигателей. В связи с этим, появляется возможность разработки собственных контроллеров, собранных преимущественно на отечественной элементной базе. В данной статье будут рассмотрены: общее устройство контроллеров, их принцип работы, а также результаты исследований существующей зарубежной модели контроллера с целью выявления основных числовых параметров, которых можно будет придерживаться при дальнейшем проектировании собственного регулятора скорости вращения электродвигателя.

Устройство и принцип работы

Контроллер БДПТ представляет собой устройство-посредник между источником питания и БДПТ. Так как БДПТ в основном используют трехфазное питание, большинство широко распространенных контроллеров на выходе также имеют три фазы. На схеме контроллера это реализуется в виде трех полумостов (рисунок 1) [2].

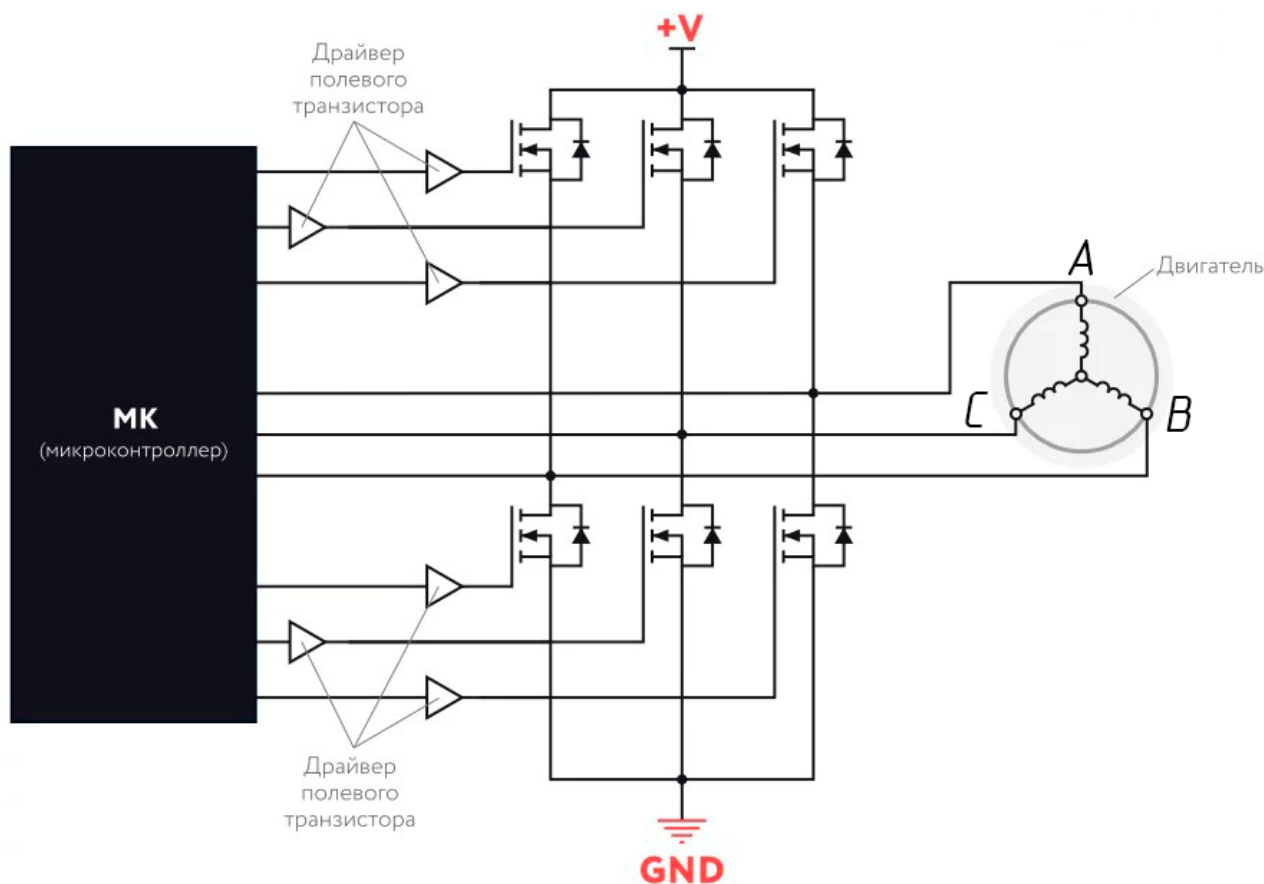


Рис. 1. Упрощенная схема трехфазного БДПТ

Контроллер определяет положение ротора с помощью одного из двух способов: посредством датчика, либо с помощью анализа обратной ЭДС. Получив данные о положении ротора, контроллер открывает нужные транзисторы в определенный момент времени, подавая ток на одну из обмоток статора. Таким образом, по кругу включаются одна за другой обмотка, разгоняя ротор до нужной скорости.

Для определения положения ротора используются 5 видов датчиков: датчики Холла, энкодеры, датчики магнитного сопротивления, вращающийся трансформатор (резольвер) и оптические датчики [2].

Регуляторы, которые используют анализ обратной ЭДС, называют бездатчиковыми, а положение ротора они отслеживают с помощью измерения обратной ЭДС – напряжения, которое возникает в любой из обмоток статора, в данный момент времени отключенной от источника питания, при вращении якоря [3].

Управление полевыми транзисторами может осуществляться как интегрированными, так и дискретными драйверами затворов силовых транзисторов. Драйверы в схеме контроллера БДПТ выступают в качестве посредников между переключателями и микроконтроллером (МК).

Описанная выше система датчиков предназначена для поддержания определенной скорости вращения двигателя. Сама же скорость устанавливается через ШИМ-сигнал, подаваемый на регулятор с внешнего устройства (чаще всего – с полетного контроллера). Чем больше коэффициент заполнения ШИМ – тем выше скорость вращения электродвигателя.

На рисунке 2 приведены диаграммы напряжений на трех выходных фазах регулятора [5]. Можно заметить, что всегда активны сразу две фазы, а третья в это время всегда остается без питания.

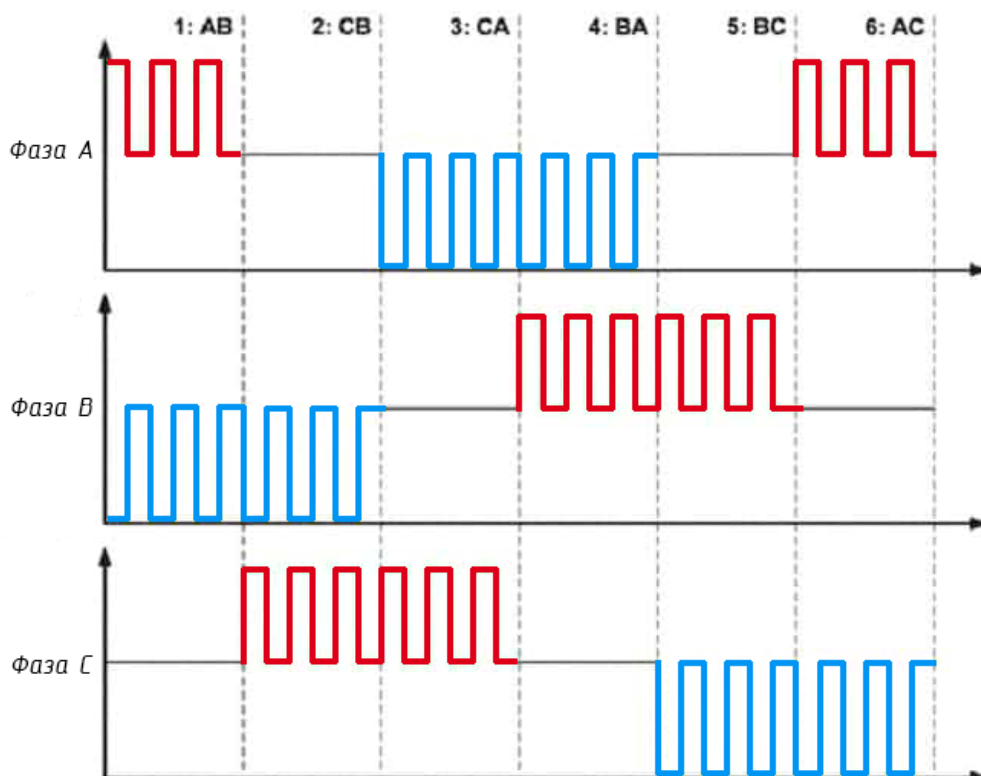


Рис. 2. Диаграммы напряжений на трех фазах

Описание “Brushless ESC 40A”

Ниже, на рисунке 3, изображен исследуемый регулятор скорости. На корпусе можно увидеть различные маркировки, обозначающие его наименование и некоторые из основных параметров. Как и большинство подобных ему моделей, он является трехфазным. Далее будут приведены те параметры, которые приводятся в описании к товару при покупке на различных площадках [6].



Рис. 3. Brushless ESC 40A

Характеристики:

- выходной ток: 40 А (в пиках до 55 А в течение 10 секунд);
- входное напряжение: 2-4S ячейки литиевых батарей (7,4 – 14,4 В);

- встроенный ВЕС на 5В/3А;
- защита от перегрева: имеется;
- отключение при низком напряжении: 4В;
- макс. скорость 210 000 об/мин для 2-полюсных моторов, 70 000 об/мин для 6-полюсных моторов, 35 000 об/мин для 12-полюсных двигателей;
- размеры: 68 x 25 x 8 мм;
- вес: 35 г.

Из перечисленных выше характеристик будут рассмотрены: входное напряжение; нижний уровень напряжения для отключения. Также, дополнительно будет показана работа контроллера при различных нагрузках электродвигателя.

Лабораторный макет

Состав лабораторного макета:

- БДПТ A2217/7T 1250KV (12 катушек, 9 полюсов);
- регулятор скорости Brushless ESC 40A;
- управляющая плата Arduino UNO R3;
- потенциометр 10 кОм;
- источник питания.

Схема лабораторного макета [1] представлена на рисунке 4. При подключении регулятора к БДПТ важно учитывать очередность фаз (А, В и С). Три вывода между выводами питания предназначены для: получения регулятором ШИМ сигнала с управляющей платы (оранжевый); питания управляющей платы (красный); заземления (коричневый). В качестве источника питания был использован лабораторный блок питания.

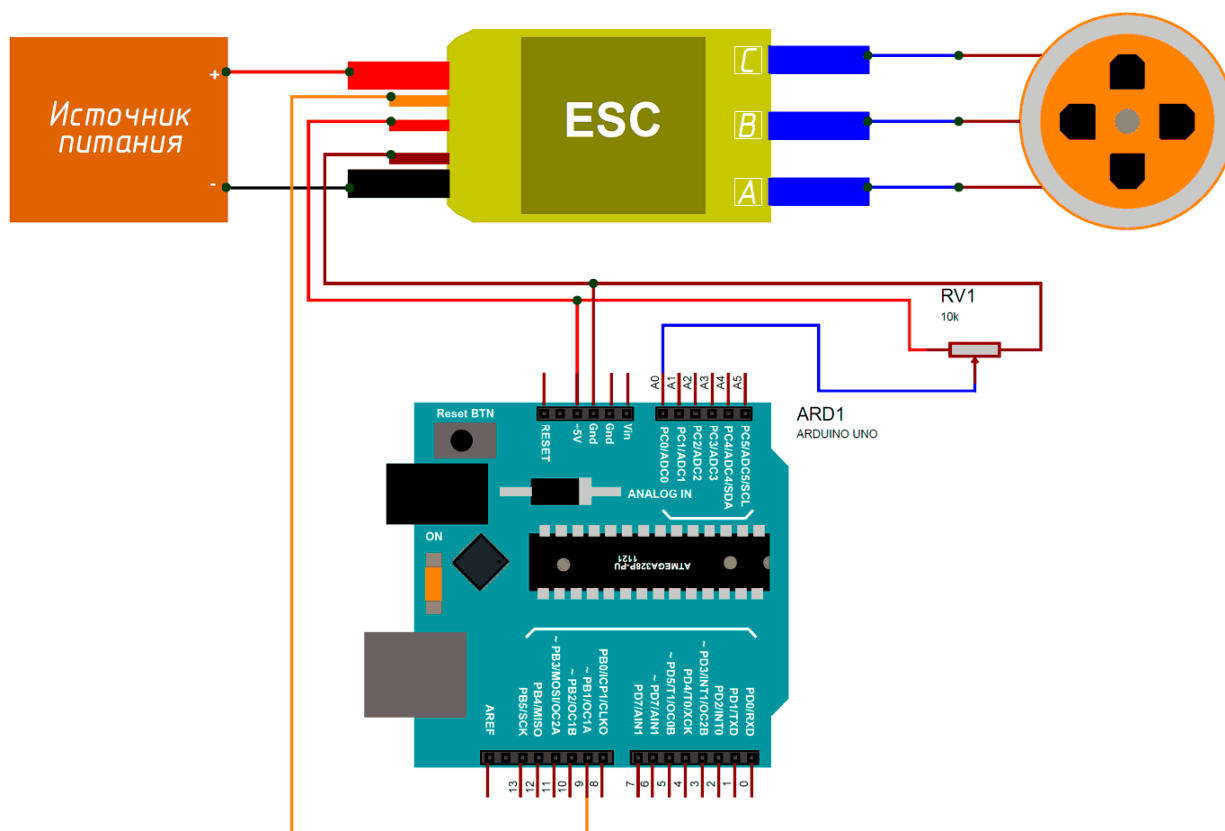


Рис. 4. Схема подключения контроллера

На управляющую плату Arduino Uno загружен следующий скетч [1]:

| | |
|----|--|
| 1 | #include <Servo.h> //Включение библиотеки сервопривода для формирования нужного сигнала |
| 2 | Servo ESC; //Обозначение имени «servo» объекту |
| 3 | void setup() |
| 4 | { |
| 5 | ESC.attach(9); //Привязка контроллера к 9 контакту платы Arduino |
| 6 | } |
| 7 | void loop() |
| 8 | { |
| 9 | int throttle = analogRead(A0); //Считывание напряжения с выхода потенциометра |
| 10 | throttle = map(throttle, 0, 1023, 0, 180); //Конвертирование стандартных значений диапазона 0-1023 с выхода АЦП в диапазон 0-180 (т.к. сервоприводы могут работать только в диапазоне 0-180) |
| 11 | ESC.write(throttle); //Генерация ШИМ-сигнала с необходимым коэффициентом заполнения |
| 12 | } |

Данный скетч позволяет управляющей плате считывать оцифрованное значение напряжения с потенциометра, впоследствии формируя нужный ШИМ-сигнал для контроллера в соответствии с тем, насколько близко это значение к уровню 5 В.

Отключение при низком напряжении

В заявленных характеристиках указано, что регулятор должен отключаться при снижении входного напряжения до 4 В и ниже. Подключив лабораторный блок питания ко входу контроллера, можно уменьшать напряжение так, чтобы точно поймать момент отключения при определенном напряжении.

Результатом эксперимента стало отключение регулятора при значении напряжения 7,3 В. При этом, коэффициент заполнения ШИМ был максимальным (крайнее положение потенциометра). Таким образом, было выяснено, что данный регулятор не способен работать с напряжениями, выходящими за пределы заявленного диапазона входных напряжений.

Исследование зависимости выходного напряжения от входного напряжения и коэффициента заполнения ШИМ-сигнала

Данный эксперимент подразумевает установление определенной связи между входным и выходным напряжениями. С помощью осциллографа можно увидеть импульсы, подаваемые от регулятора к двигателю, их зависимость от напряжения на входе и от коэффициента заполнения ШИМ-сигнала. Исследование проводилось при трех значениях напряжения: 7,4 В, 10,4 В и 14,4 В. Для каждого из трех значений напряжения были зарисованы осциллограммы с осциллографа АКПП-4122/2V при двух положениях потенциометра, соответствующих средним и максимальным оборотам при определенном напряжении. Осциллограмма с канала 1 отображалась красным цветом и снималась с фазы А, а осциллограмма с канала 2 – желтая цветом и снималась с фазы С. На рисунках 5 и 6 представлены осциллограммы, снятые при напряжении 7,4 В, на рисунках 7 и 8 – при напряжении 10,4 В, а на рисунках 9 и 10 – при напряжении 14,4 В.

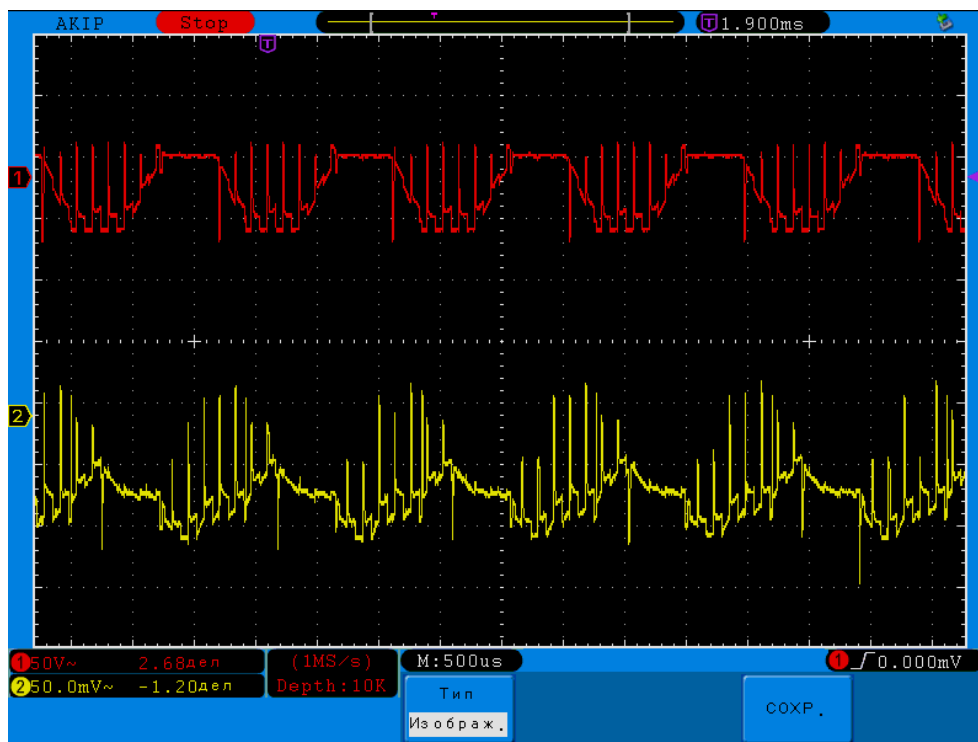


Рис. 5. Напряжение – 7,4 В; обороты – средние

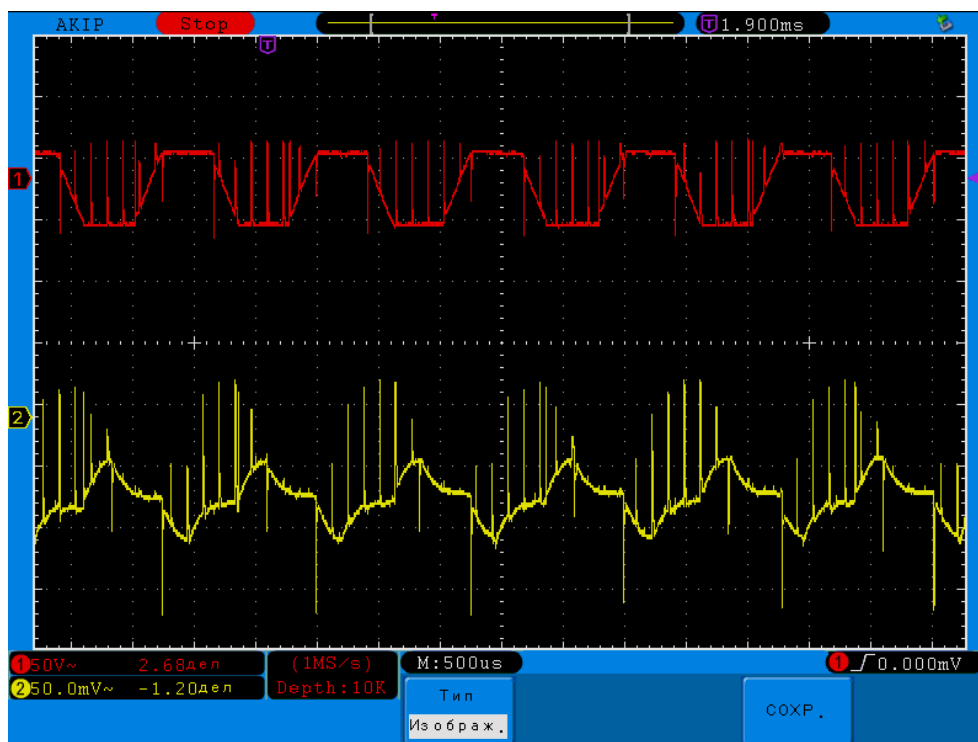


Рис. 6. Напряжение – 7,4 В; обороты – максимальные

Сравнивая осциллограмму на рисунке 5 и диаграммы на рисунке 2, можно заметить, что коммутация фаз в эксперименте полностью соответствует теории [5]. Также, при увеличении скорости вращения электродвигателя (рисунок 6), можно заметить уменьшение длительности наблюдаемых импульсов, и их возрастание по амплитуде. Это говорит о том, что

цикл коммутации фаз происходит быстрее, то есть, ротор совершает один оборот за меньшее время.

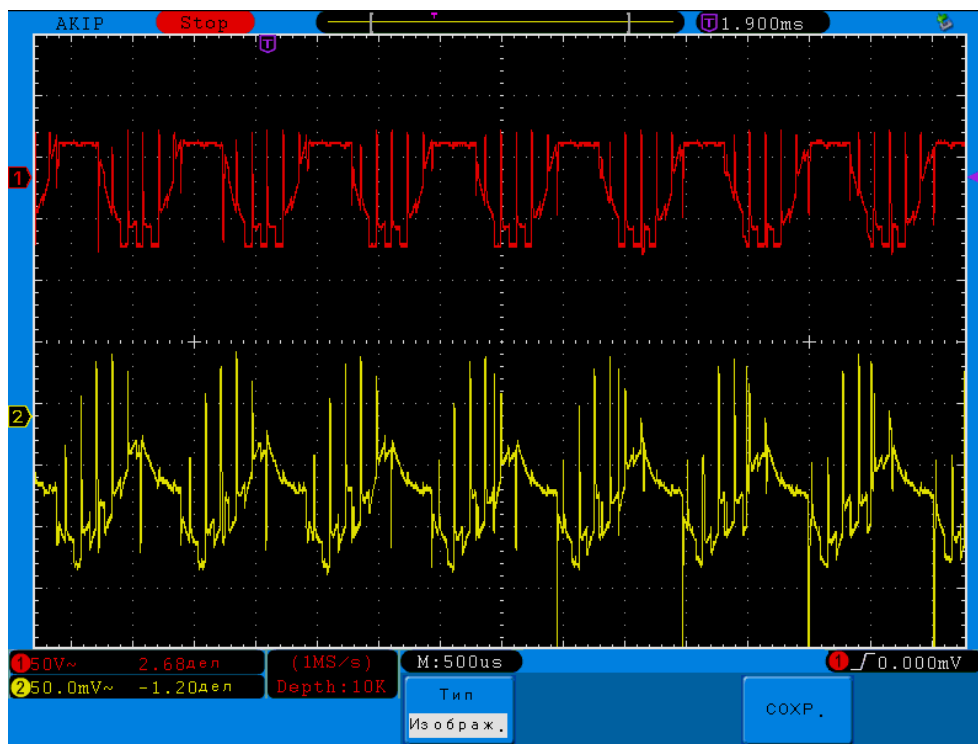


Рис. 7. Напряжение – 10,4 В; обороты – средние

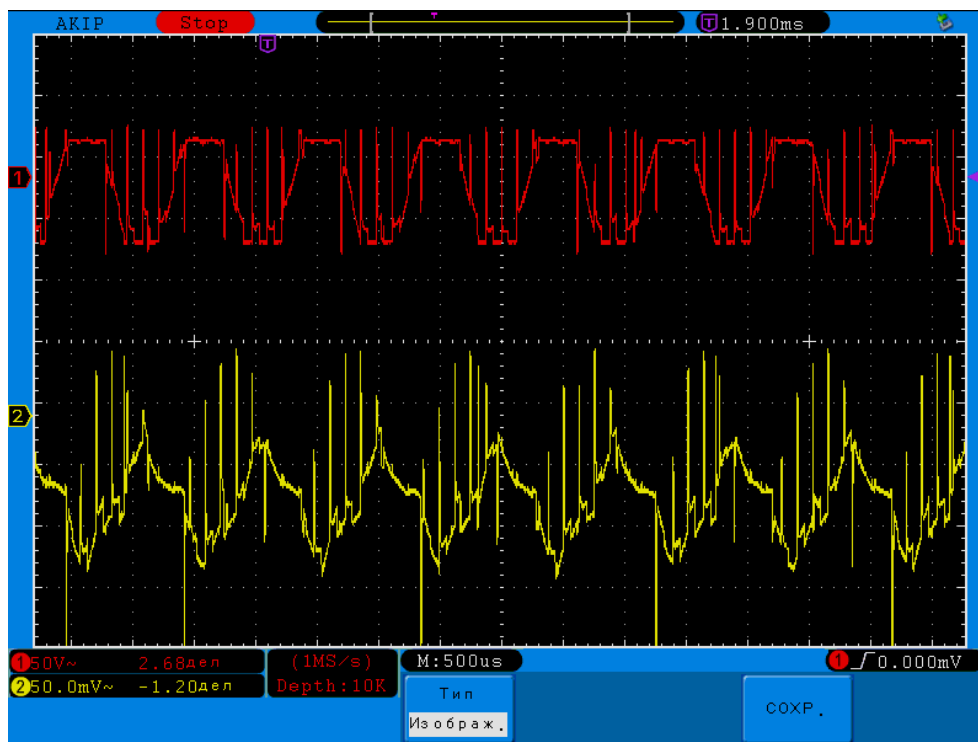


Рис. 8. Напряжение – 10,4 В; обороты – максимальные

Повышение входного напряжения (рис. 7, 8) увеличивает амплитуду импульсов, а их длительность становится меньше. Двигатель вращается с большей скоростью.

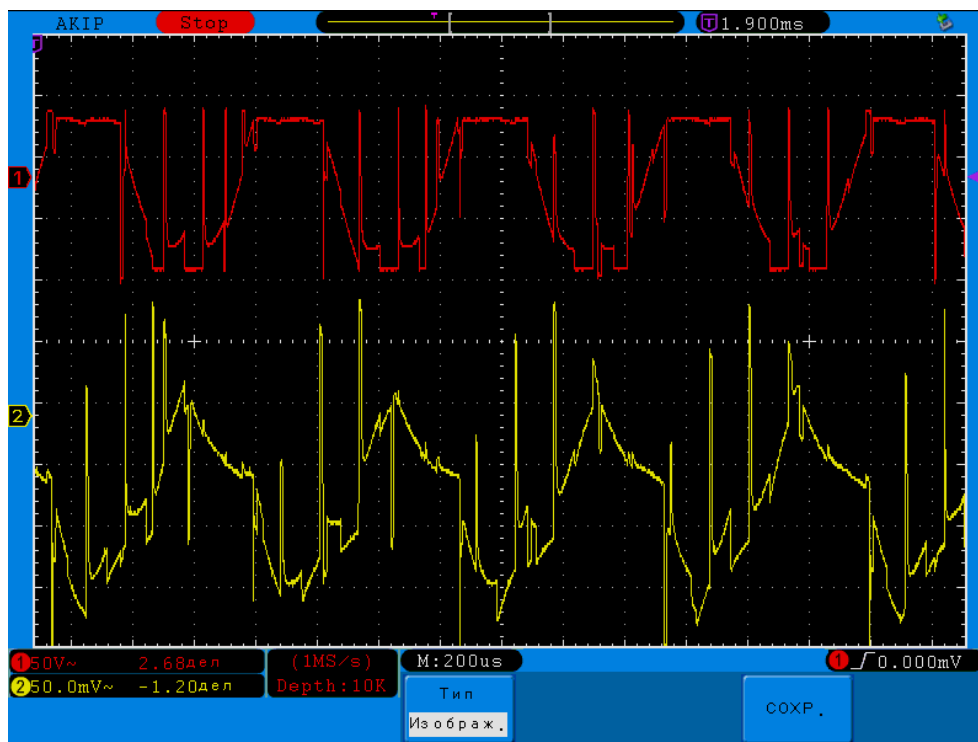


Рис. 9. Напряжение – 14,4 В; обороты – средние

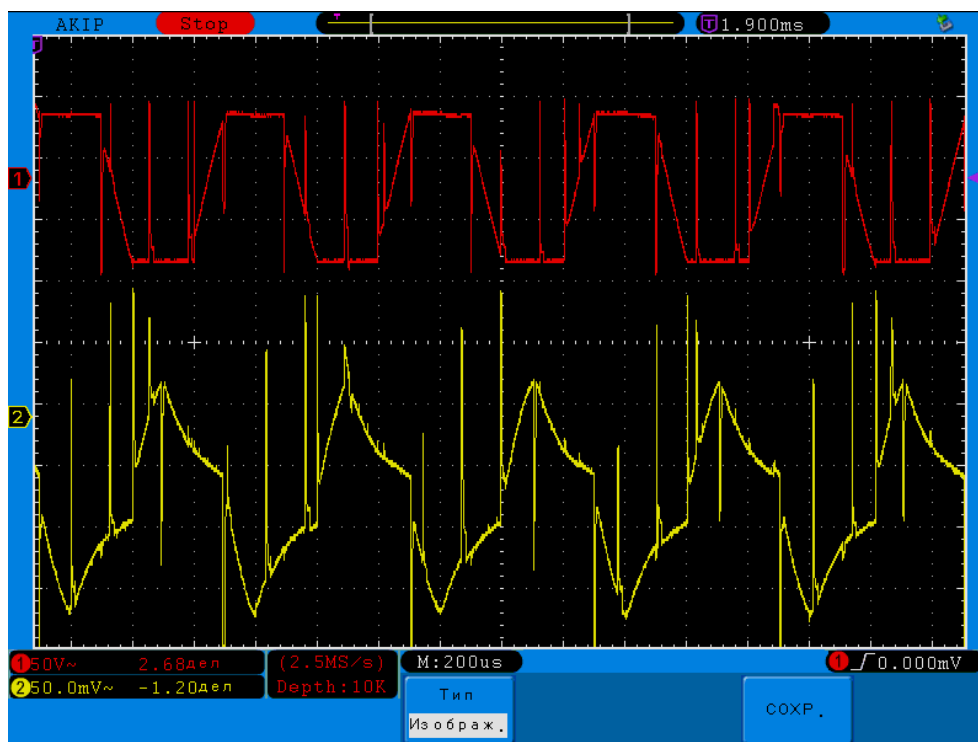


Рис. 10. Напряжение – 14,4 В; обороты – максимальные

На рисунках 9 и 10 использован другой масштаб по временной оси, поэтому внешне импульсы выглядят шире. Однако реальная длительность стала явно меньше: приблизительно 500 мкс на рисунке 7, и приблизительно 300 мкс на рисунке 9.

Выводы

Для повторения полученных результатов в состав отечественного контроллера БДПТ должны войти управляемые сигналом АЦП синхронизируемые ШИМ-контроллеры с тактовой частотой свыше 15 МГц, ключи с выходным напряжением более 200 В и током до 2 А, драйверы управления ими. Отечественные изделия с такими характеристиками автору неизвестны.

Библиографический список

1. Подключение бесколлекторного электродвигателя постоянного тока (BLDC) к Arduino: [Электронный ресурс] // Устройство и программирование микроконтроллеров AVR для начинающих. URL: <https://microkontroller.ru/arduino-projects/podklyuchenie-elektrodvigatelya-blcd-k-arduino/?amp=1>
2. Контроллер бесщеточного двигателя постоянного тока: принцип работы, подходы к проектированию и примеры печатных плат: [Электронный ресурс] // Разработка программного обеспечения, электроники и встраиваемых систем – КЕДР Solutions. URL: <https://kedrsolutions.ru/blog/kontroller-besshchetchnogo-dvigatelya-postoyannogo-toka>
3. Управление бесколлекторным двигателем постоянного тока в комбинированном режиме: [Электронный ресурс] // Автошкола «Светофор». URL: <https://carscomfort.ru/dvigatel/mikroshema-upravleniya-beskollektornym-dvigatелеm-odna-mikroshema-odin-dvigatel-stspin32f0.html>
4. Разница между щеточными и бесщеточными двигателями: [Электронный ресурс] // WORX TOOLS RUSSIA. URL: <https://worx.tools-russia.ru/blog/v-chem-raznitsa-mezhdu-shchetochnymi-i-besshchetochnymi-dvigatelyami/>
5. Что такое бесколлекторный двигатель постоянного тока и его принцип работы: [Электронный ресурс] // Заметки электрика. URL: <https://www.asutpp.ru/что-такое-бесколлекторный-двигатель-постоянного-тока-и-его-принцип-работы.html>

УДК 621.396; ГРНТИ 49.31

ОЦЕНКА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ МИМО 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, kxnhkxnhkpr@gmail.com*

Аннотация. В работе рассматривается эффективность системы МИМО 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: МИМО, 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, kxnhkxnhkpr@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 сторон 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 распространение 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 ($-\pi \leq \gamma_0 \leq \pi$, $-\pi/2 \leq \beta_0 \leq \pi/2$). 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 $k \rightarrow \infty$ 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. Среднее 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.

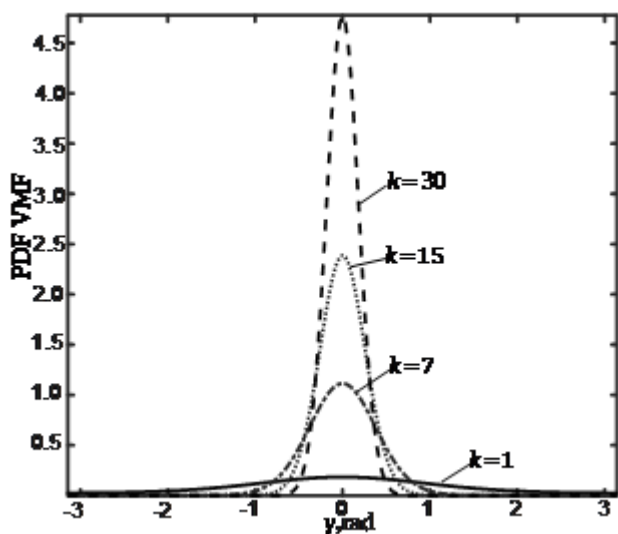


Рис. 1. Функция плотности распределения вероятности VMF угла γ при $\beta=0$

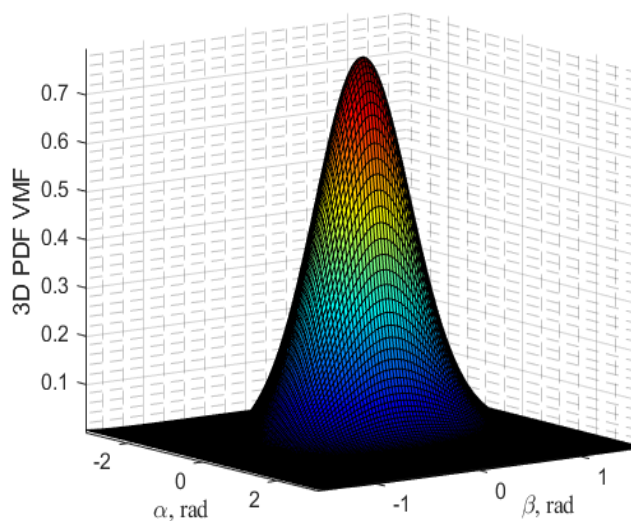


Рис. 2. Функция плотности распределения вероятности VMF углах γ и β при $k=5$

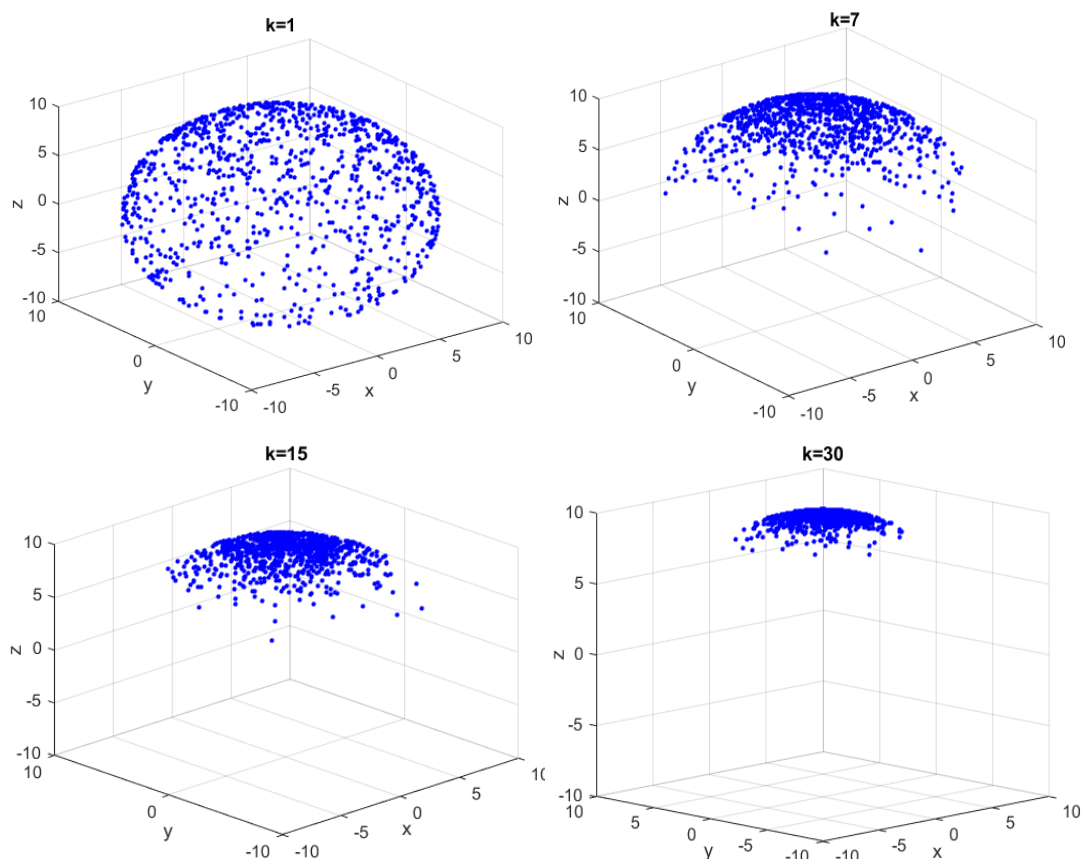


Рис. 3. Распределение рассеивателей для различных значений k

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 .

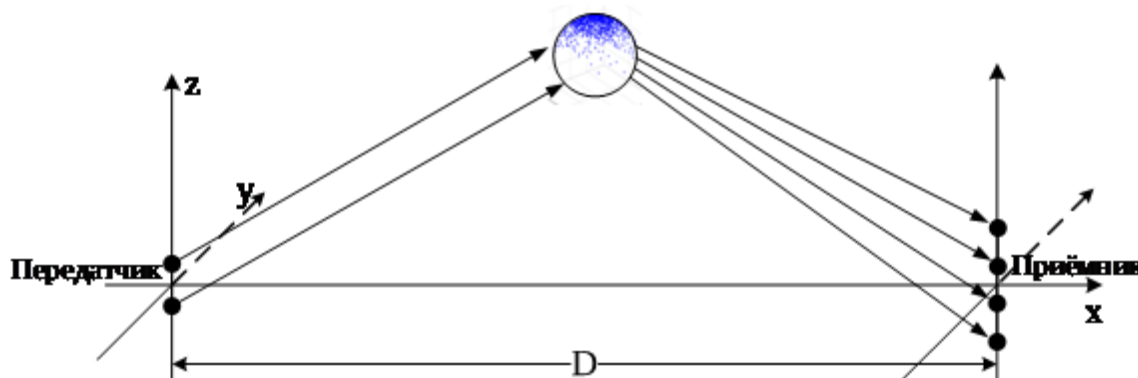


Рис. 4. Модель канала MIMO в трехмерном пространстве

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 прямы-

ентов \mathbf{H} . В условии наличия рассеивателей радиоволны могут распространяться как прямыми, так и диффузно рассеянными путями. Тогда канальную матрицу можно представить в следующем виде:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{1}{K_R + 1}} \mathbf{H}_{\text{DIF}} + \sqrt{\frac{K_R}{K_R + 1}} \mathbf{H}_{\text{LOS}},$$

где K_R – коэффициент Райса, который устанавливает соотношение между мощностью прямого луча и рассеянных лучей. \mathbf{H}_{DIF} и \mathbf{H}_{LOS} – канальные матрицы для прямой видимости и непрямой видимости, соответственно. Пропускная способность рассчитывается следующим образом:

$$C_H = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{\text{RX}}} + \frac{q}{N_{\text{TX}}} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right),$$

где $\mathbf{I}_{N_{\text{RX}}}$ – единичная $N_{\text{RX}} \times N_{\text{TX}}$ матрица; q – отношение сигнал/шум. Для характеристики системы ММО далее мы используем эргодическую пропускную способность, которая определяется как усреднение по ансамблю реализаций канальной матрицы \mathbf{H} : $C_E = \overline{C_H}$.

Результаты моделирования

Проведено моделирование для оценки эргодической пропускной способности ММО-системы в условиях рассеяния, заданных распределением фон Мизеса-Фишера. В модели использовались следующие начальные параметры:

- количество передающих антенн на базовой станции: $N_{\text{TX}} = 2$;
- количество приемных антенн абонента: $N_{\text{RX}} = 4$;
- количество рассеивателей: $N_{\text{scat}} = 100$;
- расстояние между устройствами: $D = 500\lambda$;
- радиус кластера рассеивателей: $R_{\text{scat}} = 30\lambda$;
- расстояние между антенными элементами на передающей и приемной сторонах: $d_a = \lambda / 2$.

На рисунке 5 представлены зависимости эргодической пропускной способности системы ММО 2x4 от значений коэффициента Райса для различных концентраций распределения рассеивателей вокруг среднего направления, как это показано на рисунке 3, при отношении сигнал-шум $q=20 \text{ dB}$. 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 ММО 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 ММО увеличивается.

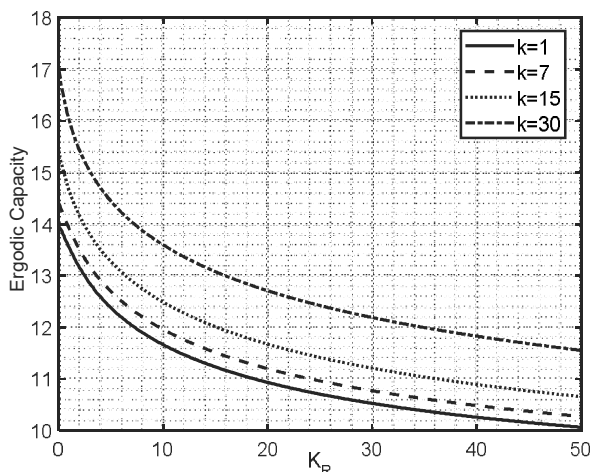


Рис. 5. Зависимости эргодической пропускной способности от значений коэффициента Райса для различных значений k

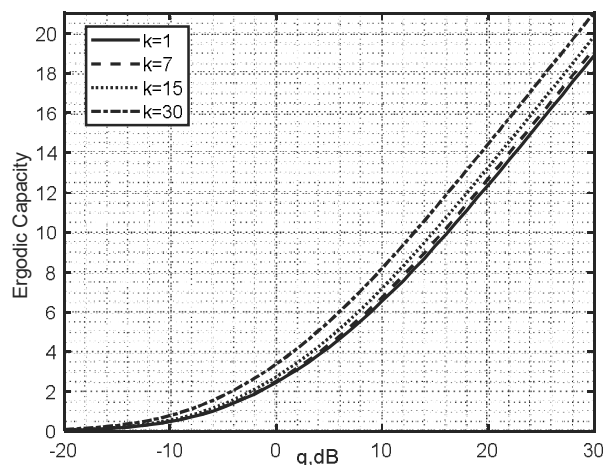


Рис. 6. Зависимости эргодической пропускной способности от значений отношения сигнал-шум для различных значений k

Заключение

В данной работе представлена модель канала связи ММО 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 ММО 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

АНАЛИЗ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ MIMO СИСТЕМЫ ПРИ ДЕЙСТВИИ ПРОСТРАНСТВЕННО КОРРЕЛИРОВАННЫХ МНОГОЛУЧЕВЫХ ПОМЕХ

Ю.Н. Паршин, В.Д. Фам

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, phamducvn95@gmail.com

Аннотация. В данной работе проводится анализ пропускной способности системы MIMO при действии пространственно коррелированных многолучевых помех. Основной задачей является изучение влияния коррелированных канальных коэффициентов на пропускную способность. В статье рассчитывается эргодическая пропускная способность MIMO системы в зависимости от относительного углового разнесения сигнала и помех. Результаты анализа показывают, что пропускная способность системы MIMO при действии пространственно коррелированных многолучевых помех зависит от угла прихода сигнала и помех.

Ключевые слова: пропускная способность, многолучевая помеха, угловая координата, MIMO, рассеиватели, канальная матрица.

ANALYSIS OF MIMO SYSTEM CAPACITY UNDER THE ACTION OF SPATIALLY CORRELATED MULTIPATH INTERFERENCE

Yu.N. Parshin, V.D. Pham

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, phamducvn95@gmail.com

The summary. In this paper, the capacity of a MIMO system under the action of spatially correlated interference is investigated and simulated. The main objective is to study the effect of correlated channel coefficients on the capacity. The paper calculates the ergodic capacity of the system as a function of the relative angular separation between the signal and the interference. The results of the analysis show that the capacity of the MIMO system under the action of spatially correlated interference depends on the angle of arrival of the signal.

Keywords: capacity, multipath interference, angular coordinate, MIMO, scatterers, channel matrix.

В условиях постоянного развития информационно-коммуникационных технологий беспроводные системы связи играют все более важную роль в предоставлении быстрых и стабильных услуг связи. Среди известных технологий система MIMO считается одним из прорывных решений, позволяющим значительно повысить эффективность использования спектра и надежность канала [1, 2]. Однако на практике пропускная способность MIMO систем может уменьшаться из-за влияния различных помех, включая пространственно коррелированные многолучевые помехи [3-5]. Одной из основных проблем систем MIMO является определение матрицы канальных коэффициентов, особенно когда на среду передачи влияют сложные факторы, такие как затухание, помехи от внешних источников, а также тепловой шум приемника [6-9]. Матрица канальных коэффициентов в системе MIMO играет важную роль в обеспечении качества обслуживания и повышению общей производительности системы. Поэтому обеспечение необходимой помехозащищенности становится одной из важных задач в системе передачи информации.

Целью данной статьи является изучение повышения пропускной способности MIMO системы передачи информации в присутствии многолучевой помехи канала достигается путем рационального выбора декоррелирующего фильтра.

Модели коррелированных коэффициентов канала

Рассмотрим систему MIMO (рис. 1), состоящую из N_{TX} передающих антенн и N_{RX} приемных антенн. Вектор наблюдаемого процесса на выходах приемных антенн представляет собой сумму передаваемого сообщения и помехи: $\underline{Y} = \underline{H}\underline{S} + \underline{V}$, где \underline{Y} – вектор наблюдае-

мого процесса; $\underline{\mathbf{S}} = \{s_1, s_2, \dots, s_{N_{TX}}\}^T$ – вектор-столбец передаваемых символов; $\underline{\mathbf{V}}$ – вектор-столбец помехи; $\underline{\mathbf{H}}$ – матрица коэффициентов передачи сигнала.

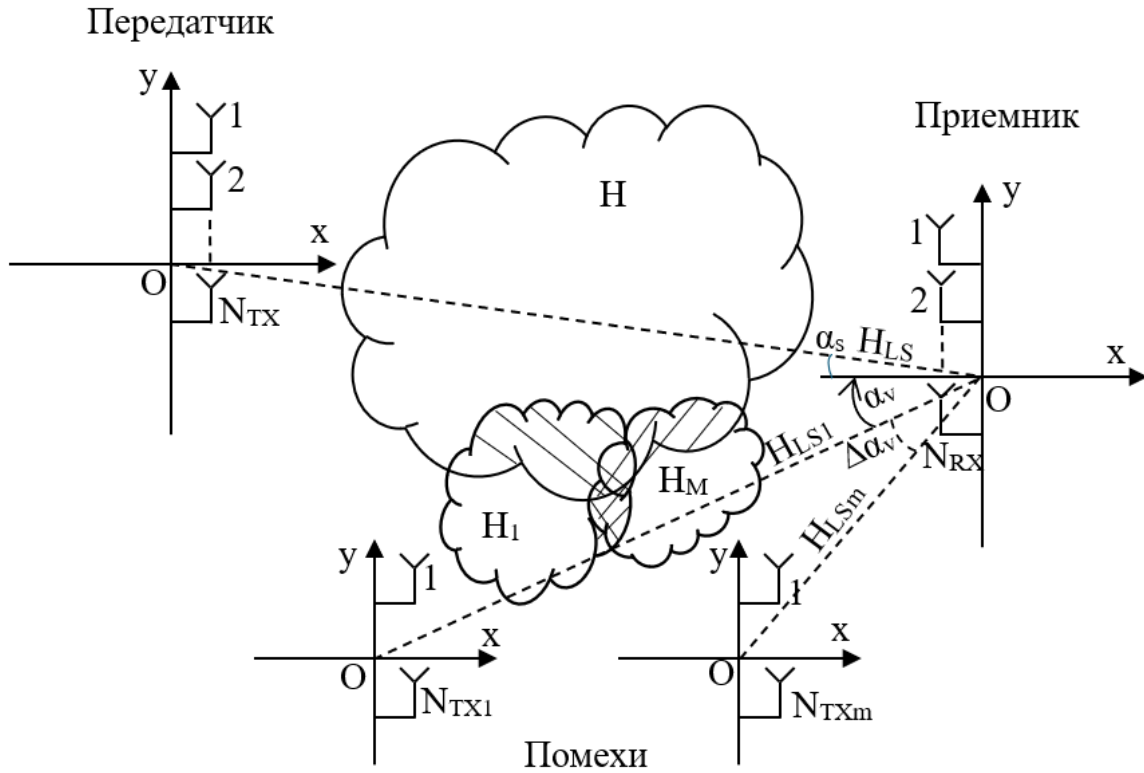


Рис. 1. Модель коррелированных канальных коэффициентов

Рассмотрим модель канальной матрицы MIMO системы в виде суммы канала прямого луча и диффузного канала. Матрица коэффициентов канала, учитывающая как прямой луч, так и диффузное рассеяние сигнала при распространении радиоволн, определяется как сумма матриц, соответствующих этим составляющим $\underline{\mathbf{H}}_{LS}$ и $\underline{\mathbf{H}}_{DF}$, поэтому она имеет следующий вид:

$$\underline{\mathbf{H}} = \sqrt{\frac{K_{RS}}{K_{RS} + 1}} \underline{\mathbf{H}}_{LS} + \sqrt{\frac{1}{K_{RS} + 1}} \underline{\mathbf{H}}_{DF},$$

где K_{RS} – фактор Райса для сигнала.

При распространении сигнала прямым лучом канальная матрица передачи сигнала от передатчика к приемнику имеет вид:

$$\underline{\mathbf{H}}_{LS} = \left\{ h_{LSnm} = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} R_{nm}}, n = 1, \dots, N_{RX}; m = 1, \dots, N_{TX} \right\},$$

где $R_{nm} = \sqrt{(x_{RXn} - x_{TXm})^2 + (y_{RXn} - y_{TXm})^2}$ – расстояние между n -й приемной и m -й передающей антеннами, образующих линейные антенные решетки; λ – длина волны.

Коэффициенты диффузной канальной матрицы размера $N_{TX} \times N_{RX}$ имеет вид:

$$\underline{\mathbf{H}}_{DF} = \{h_{DFnm}, m = 1, \dots, N_{TX}; n = 1, \dots, N_{RX}\}$$

и представляют собой независимые гауссовские случайные числа.

Аналогично матрица коэффициентов передачи помех от передатчика к приемнику имеет вид [10]: $\underline{\mathbf{H}}_{V_m} = \sqrt{\frac{K_{RV_m}}{K_{RV_m} + 1}} \underline{\mathbf{H}}_{LS_m} + \sqrt{\frac{1}{K_{RV_m} + 1}} \underline{\mathbf{H}}_{DF_m}$, где K_{RV_m} – фактор Райса для помехи; $\underline{\mathbf{H}}_{LS_m}$ – канальный вектор размера $N_{RX} \times N_{TX_m}$ прямого пути между источником помех и приемником; $\underline{\mathbf{H}}_{DF_m} = \{h_{DF_{vn}}, v = 1, \dots, N_{TX_m}; n = 1, \dots, N_{RX}\}$ – диффузная канальная матрица помехи размером $N_{RX} \times N_{TX_m}$, N_{TX_m} – число передающих антенн источника помехи, $m = 1, \dots, M$ – номер помехи.

Канальная матрица размера $N_{RX} \times N_{TX_m}$ прямого пути между источником помех и приемником представлена следующим образом:

$$\underline{\mathbf{H}}_{LS_m} = \left\{ h_{LS_{nv}} = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} R_{nv}}, n = 1, \dots, N_{RX}; v = 1, \dots, N_{TX_m} \right\},$$

где $R_{nv} = \sqrt{(x_{RXn} - x_{TXmv})^2 + (y_{RXn} - y_{TXmv})^2}$ – расстояние между n -й приемной и v -й передающей антеннами источника помех, λ – длина волны.

Вектор-столбец помехи представляет собой сумму двух составляющих: $\underline{\mathbf{V}} = \underline{\mathbf{V}}_{\Pi} + \underline{\mathbf{V}}_{\text{Ш}}$, где $\underline{\mathbf{V}}_{\Pi} = \{V_{\Pi 1}, V_{\Pi 2}, \dots, V_{\Pi N_{RX}}\}^T$ – многолучевая помеха, а $\underline{\mathbf{V}}_{\text{Ш}} = \{V_{\text{Ш}1}, V_{\text{Ш}2}, \dots, V_{\text{Ш}N_{RX}}\}^T$ – пространственно некоррелированный шум с дисперсией $P_{\text{Ш}}$.

Корреляционная матрица помехи равна сумме корреляционных матриц для коррелированной и некоррелированной составляющих $\underline{\mathbf{R}}_V = \underline{\mathbf{R}}_{\Pi} + \underline{\mathbf{R}}_{\text{Ш}}$, где $\underline{\mathbf{R}}_{\Pi}$ – корреляционная матрица активной составляющей помехи, $\underline{\mathbf{R}}_{\text{Ш}} = \mathbf{I} P_{\text{Ш}}$ – корреляционная матрица шумов помехи, которые являются пространственно некоррелированными; \mathbf{I} – дисперсия шума в каждом приемном канале; $P_{\text{Ш}}$ – дисперсия шума в каждом приемном канале.

Корреляционная матрица активной составляющей помехи имеет следующий вид:

$$\underline{\mathbf{R}}_{\Pi} = \overline{\underline{\mathbf{V}}_{\Pi R_X} \underline{\mathbf{V}}_{\Pi R_X}^H} = \underline{\mathbf{H}}_{V_m} \begin{bmatrix} P_{\Pi} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & P_{\Pi} & 0 & \dots \\ \dots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & P_{\Pi} \end{bmatrix} \underline{\mathbf{H}}_{V_m}^H, \text{ где } \underline{\mathbf{V}}_{\Pi R_X} \text{ – вектор помехи, а } P_{\Pi} \text{ – дисперсия}$$

помехи в каждой передающей антенне.

Тогда пропускная способность ММО системы при действии пространственно коррелированных помех определяется методом декоррелирующего фильтра [11]:

$$C_H = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{RX}} + \frac{q_S}{N_{TX}} \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{W}}^H \right), \quad (1)$$

где $q_S = \frac{P_S}{P_{\text{Ш}}}$ – отношение сигнал-шум;

P_S – сумма дисперсий сигналов в передающих антеннах;

$\mathbf{I}_{N_{RX}}$ – единичная матрица размером $N_{RX} \times N_{RX}$;

$\underline{\mathbf{W}} = \sqrt{P_{\text{Ш}}} [\text{Chol}(\underline{\mathbf{R}}_V)]^{-1}$ – матрица коэффициентов декоррелирующего фильтра.

Усредняя (1) по K реализаций канальной матрицы, получаем количественную оценку пропускной способности:

$$C = \overline{C_H} = \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K C_H(k).$$

Результаты моделирования

В этой статье мы анализируем модель с азимутом сигнала $\alpha_s = 0^\circ$, угол прихода сигнала $\gamma_s = 90^\circ$, угол прихода помехи $\gamma_v = 60^\circ$, отношение сигнал-шум $q_s = 10$ дБ, отношение помеха-шум для каждой из помех $q_{\Pi} = \frac{P_{\Pi}}{P_{\text{ш}}} = 10$ дБ.

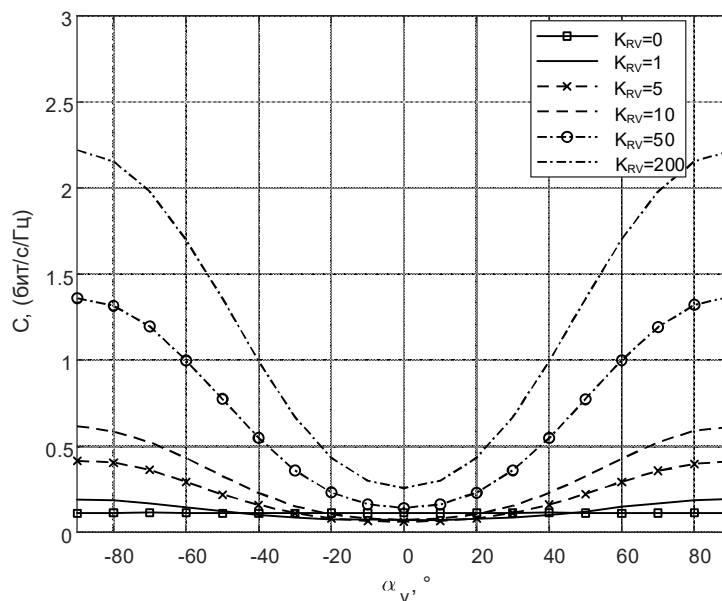


Рис. 2. Зависимости эргодической пропускной способности от азимута помех α_v при различных значениях фактора Райса для помех K_{RV}

На рисунке 2 показаны зависимости эргодической пропускной способности от азимута помех α_v для линейной антенной решетки при различных значениях фактора Райса для помех K_{RV} . Анализ проведен при следующих значениях параметров: фактор Райса для помех $K_{RV} = 0; 1; 5; 10; 50; 200$, фактор Райса для сигнала $K_{RV} = 200$, количество передающих антенн $N_{TX} = 2$, количество приемных антенн $N_{RX} = 2$, количество антенн источников помех $N_{TXm} = 2$, количество источника помех $M = 1$, отношение сигнал-шум $q_s = 10$ дБ, азимут сигнала $\alpha_s = 0^\circ$. Из графиков видно, что пропускная способность довольно четко зависит от азимута помех. Пропускная способность имеет большую величину на краях диапазона азимута помехи и постепенно снижается по мере приближения азимута помехи к азимуту сигнала. При совпадении азимута сигнала и помехи получаем наименьшую пропускную способность. При увеличении фактора Райса помех изменение пропускной способности становятся заметнее.

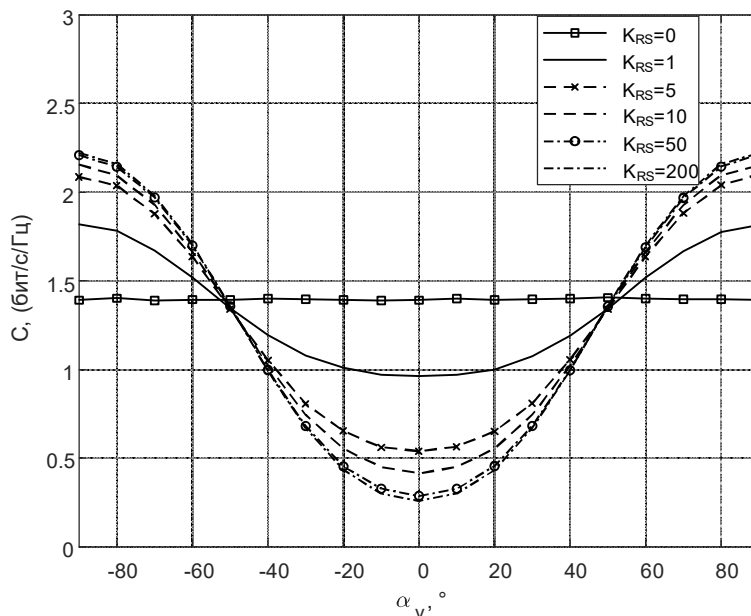


Рис. 3. Зависимости эргодической пропускной способности от азимута помех α_v при различных значениях фактора Райса для сигнала K_{RS}

Зависимости эргодической пропускной способности от азимута помех α_v для линейной антенной решетки при различных значениях фактора Райса для сигнала K_{RS} наглядно показаны на рисунке 3. Анализ проведен при следующих значениях параметров: фактор Райса для сигнала $K_{RS} = 0; 1; 5; 10; 50; 200$, фактор Райса для помех $K_{RV} = 200$, количество передающих антенн $N_{TX} = 2$, количество приемных антенн $N_{RX} = 2$, количество антенн источников помех $N_{TXm} = 2$, количество источников помех $M = 1$, отношение сигнал-шум $q_s = 10$ дБ, азимут сигнала $\alpha_s = 0^\circ$. При факторе Райса для сигнала $K_{RS} = 0$, азимут помехи не влияет на пропускную способность. При всех значениях $K_{RS} \neq 0$ пропускная способность имеет большую величину с обеих сторон и постепенно снижается по мере приближения азимута помехи к азимуту сигнала. При совпадении азимута сигнала и помехи $\alpha_s = \alpha_v$ получаем наименьшую пропускную способность. Чем больше фактор Райса для сигнала K_{RS} , тем более выраженной является зависимость. При $K_{RS} > 50$ пропускная способность не изменяется при том же значении азимута помехи α_v .

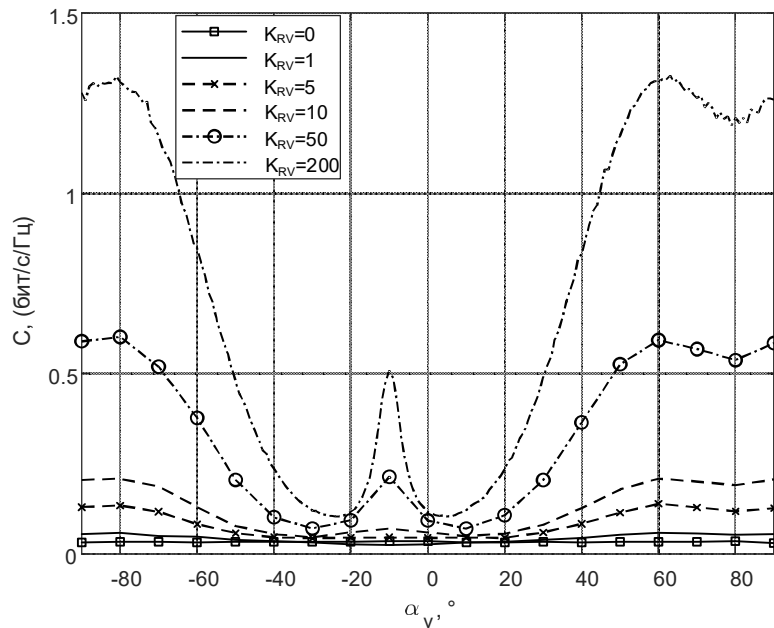


Рис. 4. Зависимости эргодической пропускной способности от азимута помех α_v при числе источников помех $M=2$ и различных значениях фактора Райса для помех K_{RV}

С увеличением количества источников помех зависимость пропускной способности системы ММО от азимута помех наглядно проявляется при $N_{RX} \geq M + 1$. На рис. 4 приведены зависимости эргодической пропускной способности от азимута помех α_v для линейной антенной решетки при различных значениях фактора Райса для помех K_{RV} . Анализ проведен при следующих значениях параметров: фактор Райса для помех $K_{RV} = 0; 1; 5; 10; 50; 200$, фактор Райса для сигнала $K_{RS} = 200$, количество передающих антенн $N_{TX} = 4$, количество приемных антенн $N_{RX} = 4$, количество антенн источников помех $N_{TXm} = 2$, количество источника помех $M = 2$, отношение сигнал-шум $q_s = 10$ дБ, азимут сигнала $\alpha_s = 0^\circ$, угловое расстояние между источниками помехи $\Delta\alpha_v = 20^\circ$. При совпадении угловых координат источника сигнала и каждой из помех получаем наименьшую пропускную способность. Наибольшее значение пропускной способности между двумя минимумами достигается при угловой координате сигнала $\alpha_s = \alpha_v + \frac{\Delta\alpha_v}{2}$. Количество помех определяет количество минимумов пропускной способности. Мы также легко видим, что чем больше фактор Райса для сигнала K_{RS} , тем более выраженной является зависимость.

Таким образом, по результатам моделирования можно сделать вывод, что пропускная способность ММО систем зависит от азимута помех α_v при различных значениях фактора Райса для помех K_{RV} и сигнала K_{RS} . Пропускная способность имеет большую величину на краях диапазона угловых координат и постепенно снижается по мере приближения азимута помехи α_v к азимуту сигнала α_s . Мы наблюдаем наименьшую пропускную способность, когда азимут помехи совпадает с азимутом сигнала $\alpha_v = \alpha_s$. При фактор Райса сигнала $K_{RS} = 0$, пропускная способность не меняется. С увеличением фактор Райса для помех K_{RV} и сигнала K_{RS} зависимость пропускной способности от угла азимута помех α_v становится

более очевидной. Количество углов прихода помех определяет количество минимумов пропускной способности.

Библиографический список

1. Варукина В.В., Крейнделин В.Б. Технология МИМО: принципы и алгоритмы. – М.: Горячая линия - Телеком, 2014. – 244 с.
2. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Адаптивная пространственная обработка сигналов в системах беспроводной связи. – Нижний Новгород, 2006, 99 с.
3. Паршин Ю.Н., Нгуен В.Н.Т. Влияние количества элементов антенн на вероятности ошибки приема сигналов в беспроводных МИМО системах при наличии помех // Теория и техника радиосвязи, Воронеж: 2022, АО «Концерн «Созвездие», №1, с. 78-84.
4. Паршин Ю.Н., Нгуен В.Н.Т. Влияние пространственной структуры на пропускную способность беспроводных МИМО систем при наличии помех // Цифровая обработка сигналов, 2023, №2, с. 9-14.
5. 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.
6. Паршин Ю.Н., Паршин А. Ю. Пропускная способность МИМО системы передачи информации при наличии коррелированных фазовых шумов // Цифровая обработка сигналов, 2022, №1, с. 44-49.
7. Telatar I.E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels // European Transactions on telecommunication. 1999, vol. 10, No 6, pp. 585-595.
8. Zeng H., Cao C., Li H., Yan Q. Enabling jamming-resistant communication in wireless MIMO network // Proceedings of the IEEE Conference on communications and network security, 2017, pp. 1-9.
9. Triet D. Vo-Huu Erik-Oliver Blass Guevara Noubir. Counter-Jamming Using Mixed Mechanical and Software Interference Cancellation // WISEC'13: Sixth ACM Conference on Security and Privacy in Wireless and Mobile Networks Budapest Hungary, April 17 - 19, 2013, pp.31-42.
10. Нгуен В.Н.Т. Повышение эффективности схемы Аламоути в беспроводных МИМО системах передачи информации при наличии помех // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2022 [текст]: сб. тр. V междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, с. 122-128.
11. Паршин Ю.Н. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех. М.: КУРС, 2021. – 200 с.

УДК 621.391; ГРНТИ 47.39.29

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ КАЛИБРОВКИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

В.С. Чернов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, Chernov.v.713@yandex.ru*

Аннотация. В статье представлен сравнительный анализ методов калибровки антенной решётки, направленный на компенсацию геометрических неточностей возникающих в реальных системах. Рассмотрены два основных подхода: метод глобальной калибровки с использованием пилотных источников, позволяющий посредством решения системы уравнений корректировать параметры решётки, и алгоритм самокалибровки, предназначенный для определения направлений прихода сигналов, который с помощью анализа ковариационной матрицы позволяет выявлять и компенсировать ошибки в геометрии системы.

Ключевые слова: антенная решётка, калибровка пилотными сигналами, самостоятельная калибровка, диаграмма направленности, направление луча, МИМО.

COMPERATIVE ANALYSIS OF ANTENNA ARRAY CALIBRATION METHODS

V.S. Chernov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, Chernov.v.713@yandex.ru*

Abstract. The paper presents a comparative analysis of antenna array calibration methods aimed at compensating geometric inaccuracies arising in real systems. Two main approaches are considered: the method of global calibration with the use of pilot sources, which allows by solving a sys-

tem of equations to correct the array parameters, and the self-calibration algorithm, designed to determine the directions of arrival of signals, which by analyzing the covariance matrix analysis to identify and compensate for errors in the system's geometry.

Keywords: antenna array, calibration by pilot signals, self-calibration, radiation pattern, beamforming, MIMO.

Для увеличения пропускной способности и помехоустойчивости систем связи пятого поколения используется множество методов, среди которых можно выделить технологию направления луча. Благодаря ей возможно формирование оптимальной диаграммы направленности, обеспечивающей максимальное отношение сигнал-шум.

Однако при изготовлении антенных решёток имеют место отклонения от проектных характеристик. Эти ошибки могут возникать как из-за производственных допусков (электрические неопределённости, связанные с фазой и усилением элементов), так и из-за геометрических ошибок (смещения элементов). Наличие таких отклонений существенно снижает эффективность алгоритмов обработки сигналов, поэтому корректная калибровка решётки является критически важной задачей [1].

Помимо вышеупомянутых причин, неопределённости могут также возникать из-за других факторов, таких как старение оборудования и воздействие окружающей среды. Поэтому калибровка должна выполняться на регулярной основе во всех развернутых системах.

В целях сравнения методов калибровки были смоделированы две системы MIMO (multiple input – multiple output), представляющие собой две шестиэлементные антенные решётки с расстоянием между элементами, равным половине длины волны. Первая – идеальная, без искажений, вторая – реальная, со случайными отклонениями (рис. 1).

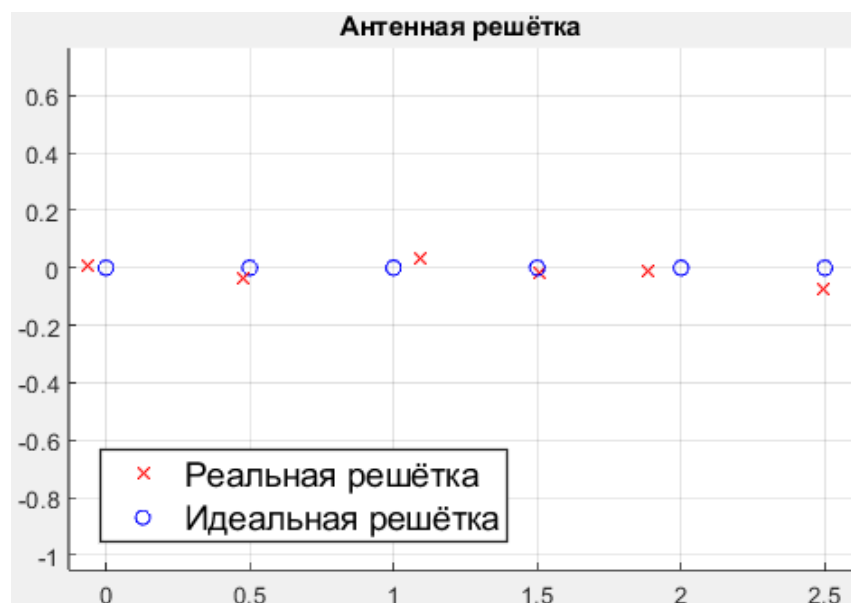


Рис. 1. Конфигурация антенных решёток

Для этих решёток моделируем диаграмму направленности, которая выполняется с помощью технологии направления луча с учётом одного полезного сигнала в направлении 10 градусов по азимуту и двух помех в направлениях -10 и 60 градусов соответственно. В результате получаем идеальную и неоткалиброванную диаграммы направленности (рис. 2).

Существует множество алгоритмов калибровки решеток. Рассмотрим два из них, а именно алгоритм калибровки с использованием пилотных сигналов и алгоритм самостоятельной калибровки.

Калибровка с использованием пилотных сигналов

Этот вид калибровки предполагает использование внешних источников, находящихся в известных направлениях, для которых можно вычислить ожидаемый отклик идеальной решётки [1]. Сравнив ожидаемый и фактический отклики, можно оценить и скорректировать отклонения, вызванные неопределённостями. Для компенсации как геометрических, так и электрических ошибок требуется несколько пилотных источников, расположенных под разными углами. После получения пилотных сигналов алгоритм калибровки позволяет оценить реальные позиции элементов и их затухание, которые затем используются для пересчёта весов лучеобразователя. В результате полученная диаграмма направленности приближается к ожидаемой, и желаемый сигнал восстанавливается.

Для описания сигналов, принимаемых антенной решёткой, вводится вектор положения источника, который моделируется как функция геометрических параметров решётки и электрических характеристик (усиления, фазы). Отклонения истинного вектора от номинального значения выражаются через ошибки, внесённые в координаты, усиление и фазу каждого элемента.

Принимаемый сигнал от пилотного источника с единичной мощностью на решётке из N элементов описывается вектором характеристик [1], который задаётся как:

$$a_i = \alpha_i e^{-k^T r_i}, \quad i = 1, \dots, N, \quad (1)$$

где α_i – номинальное усиление i -го элемента;

r_i – позиция i -го элемента;

k – волновой вектор, зависящий от углов прихода и длины волны.

В реальной решётке каждый элемент может иметь ошибки:

– ошибка усиления β_i ;

– ошибка фазы ϕ_i ;

– ошибка позиционирования Δr_i .

Тогда истинный (фактический) отклик b_i элемента записывается как:

$$b_i = \beta_i \alpha_i e^{j\phi_i} e^{-jk^T \Delta r_i}. \quad (2)$$

Ковариационная матрица полученного сигнала:

$$R = bb^H + \sigma^2 I, \quad (3)$$

где σ^2 – мощность шума;

I – единичная матрица.

При отсутствии ошибок матрица имеет вид

$$R = aa^H + \sigma^2 I. \quad (4)$$

В результате использования калибровки получаем новую диаграмму направленности, которая больше остальных приближена к идеальной (рис. 2).

Самостоятельная калибровка

Самостоятельная калибровка представляет собой метод, при котором неизвестные параметры решётки оцениваются одновременно с определением направлений прихода сигналов от внешних источников, чьи положения заранее не заданы. В отличие от пилотной калибровки, этот метод позволяет проводить переоценку характеристик решётки даже в условиях ограниченной информации об окружающей среде. Однако такое решение приводит к задаче, где число наблюдений невелико, а число неизвестных параметров существенно. В качестве алгоритма самокалибровки рассмотрим алгоритм MuSiC (Multiple Signal Classification) [2, 3]. Алгоритм обеспечивает асимптотически несмещённые оценки таких характеристик, как число сигналов, направления прихода, их амплитуды, корреляционные характеристики и уровень шума/помех.

Согласно этому алгоритму вектор измеренных сигналов X на антенной решётке представляет собой линейную комбинацию откликов плюс шум рассчитывается как:

$$X = AF + W, \quad (5)$$

где A – матрица направленных векторов;

F – вектор комплексных коэффициентов, характеризующих источники;

W – вектор шума.

При базовом предположении, что источники (сигналы) и шум некоррелированы, ковариационная матрица S определяется как

$$S = APA^H + \sigma^2 I, \quad (6)$$

где $P = E\{FF^H\}$ является матрицей автокорреляции источников.

Затем строится функция MuSiC:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{(a^{H(\theta)} E_N E_N^H a(\theta))}, \quad (7)$$

пики которой соответствуют направлениям прихода сигналов [4]. После чего выполняется оценка параметров [2, 5] этих сигналов:

$$P = (A^H A)^{-1} A^H (S - \sigma^2 I) A (A^H A)^{-1}. \quad (8)$$

После самостоятельной калибровки получаем диаграмму направленности (рис. 2).

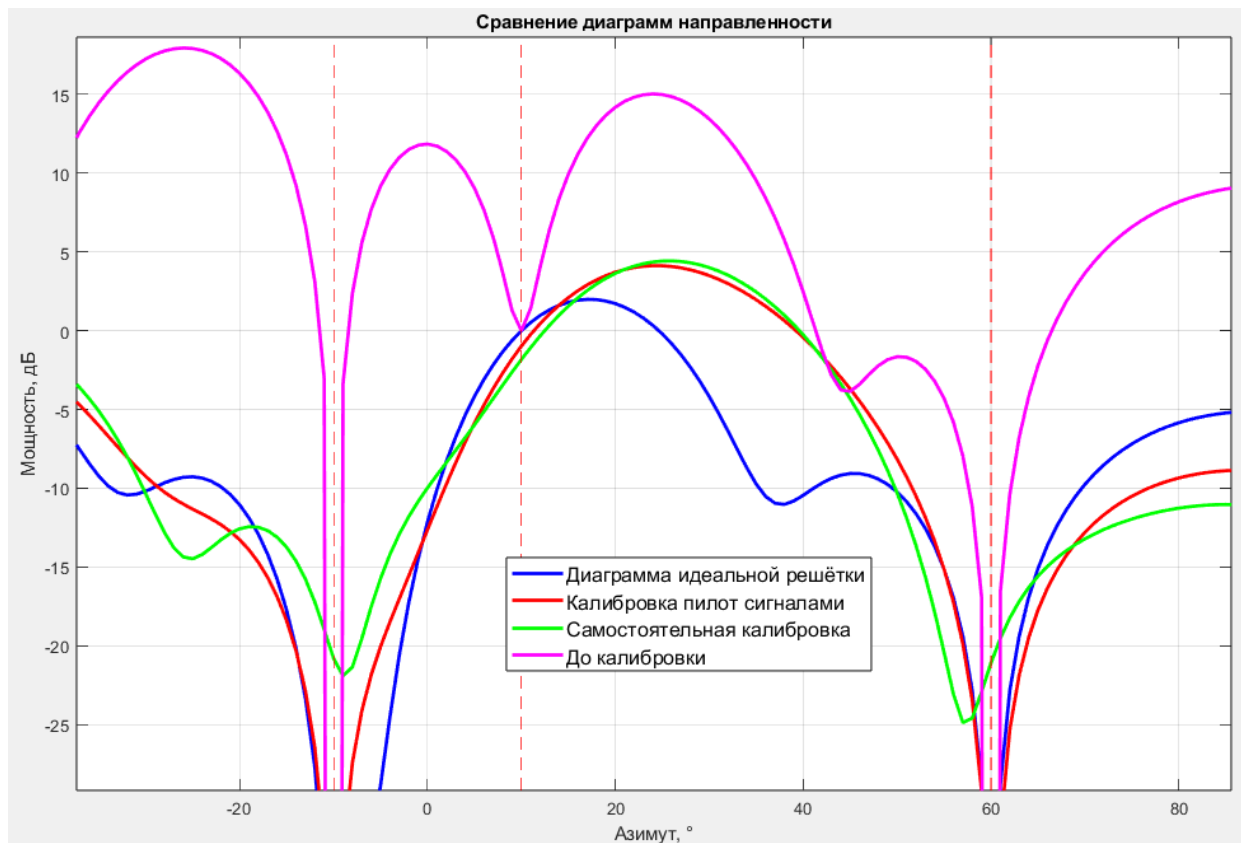


Рис. 2. Диаграммы направленности для разных случаев калибровки

Рассмотрение получившихся диаграмм направленности позволяет сделать несколько выводов. Диаграмма направленности решётки до калибровки значительно отличается от идеальной, что говорит о значительном влиянии неопределённости на работу алгоритмов формирования луча. Сравнение диаграмм откалиброванных решёток позволяет заметить, что оба алгоритма приблизились к идеальному варианту. Однако в случае самостоятельной калибровки не так точно были определены направления помех, как в случае с калибровкой пилотными сигналами, что в свою очередь ведёт к ухудшению отношения сигнал-шум.

Всё вышеперечисленное позволяет сделать вывод, что пилотная калибровка обеспечивает высокую точность при наличии заранее известных сигналов, что делает её эффективной для предварительной настройки системы. В условиях, когда такие пилотные сигналы недоступны или параметры решётки изменяются в процессе эксплуатации, предпочтительнее применять метод самостоятельной калибровки, способный адаптироваться к динамическим изменениям, хотя и требующий более сложных вычислительных процедур и аккуратной инициализации.

Библиографический список

1. N. Fistas and A. Manikas, "A New General Global Array Calibration Method", IEEE Proceedings of ICASSP, Vol. IV, pp. 73-76, April 1994.
2. Schmidt, R. O. "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation." IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. AP-34, March, 1986, pp. 276-280.
3. Y. Rockah and P. M. Schultheiss. Array shape calibration using sources in unknown locations- Part I: Farfield sources. IEEE Trans. ASSP, 35:286-299, 1987.
4. Van Trees, H. Optimum Array Processing. New York: Wiley-Interscience, 2002.
5. E Tuncer and B Friedlander. Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation. Elsevier, 2009.

УДК 621.391; ГРНТИ 47.41.37

СТАБИЛИЗАТОР ДЛЯ ИМПУЛЬСНОГО БЛОКА ПИТАНИЯ**А.Н. Крюков***Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, kryukov.a.n@rsreu.ru*

Аннотация. Приведены результаты исследования подавления импульсных помех на выходе импульсного преобразователя напряжения (AC-DC) линейным стабилизатором.

Ключевые слова: импульсные помехи, преобразователь напряжения, линейный стабилизатор.

STABILIZER FOR SWITCHING POWER SUPPLY**A.N. Kryukov***Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, kryukov.a.n@rsreu.ru*

Abstract. The results of a study of the suppression of pulse interference at the output of a pulse voltage converter (AC-DC) by a linear stabilizer are presented.

Keywords: pulse interference, voltage converter, linear stabilizer.

Импульсные понижающие преобразователи напряжения с гальванической развязкой используют трансформатор, запасующий энергию в магнитопроводе во время открытого состояния ключа и отдающий после его закрытия [1]. Устранение насыщения сердечника пиковым током производится введением в сердечник магнитопровода немагнитного зазора, в свою очередь создающего индуктивности рассеяния. Во время закрывания транзистора и отпириания диодов индуктивности рассеяния служат источниками дополнительных импульсных напряжений - «шпилек», прикладываемых к ключевым элементам, и совместно с паразитными емкостями могут вызывать затухающие колебания - «звон».

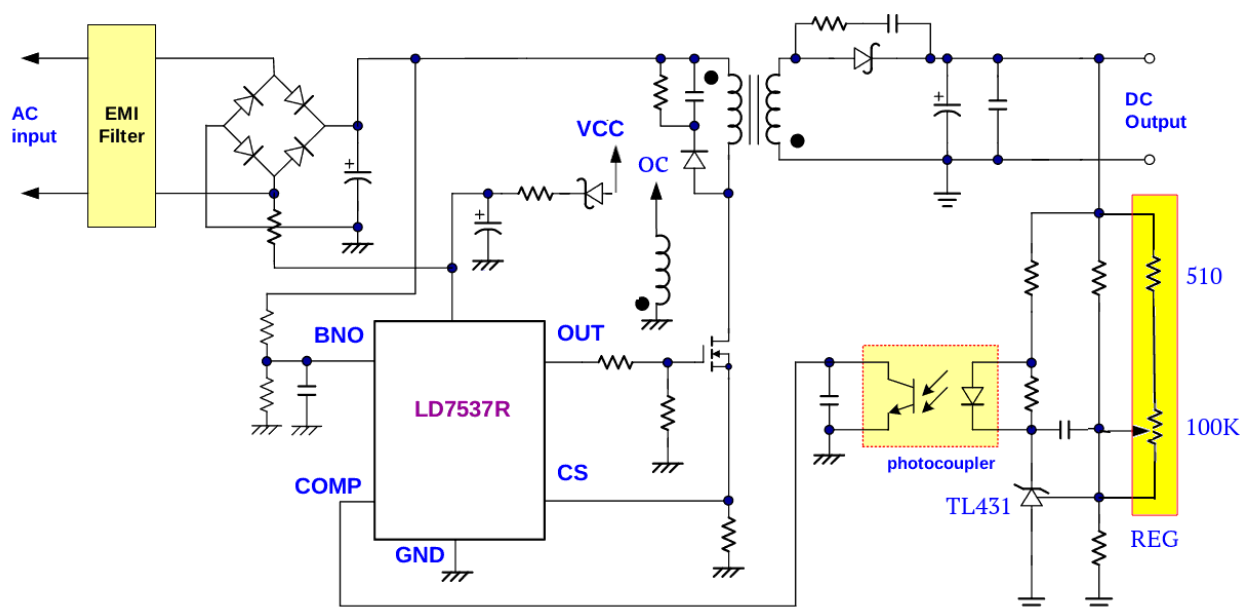


Рис. 1. Принципиальная схема SANMIM SM-PLG06A-24 с изменениями

Схемы с активным ограничением [2] «шпилек» используют противофазное включение ключевых транзисторов, усложнение ШИМ-контроллера и подстройку цепей коррекции из-за разбросов значений индуктивностей рассеяния. Отечественные ШИМ-контроллеры [3] схем управления активным ограничением не содержат. Применяемые RCD- и TVS-цепи [4] ограничения проще, но «шпильки» убирают не полностью, что требует введения фильтров

питания цепей приёма. Активные фильтры имеют преимущество в слаботочных цепях, хотя и снижают КПД блока питания в целом.

Для оценки целесообразности подавления «шпилек» активным фильтром был произведен эксперимент. В схеме обратного преобразователя (AC-DC) SANMIM SM-PLG06A-24 [5] были сделаны изменения — добавлены отмеченные жёлтым цветом (рис. 1) ограничительный резистор 510 Ом и потенциометр 100 кОм для того, чтобы можно было изменять его выходное напряжение. Обратный преобразователь был нагружен на линейный стабилизатор напряжения на базе ИС LM317 (рис. 2), нагрузкой линейного стабилизатора служила лампа накаливания с током 130 мА.

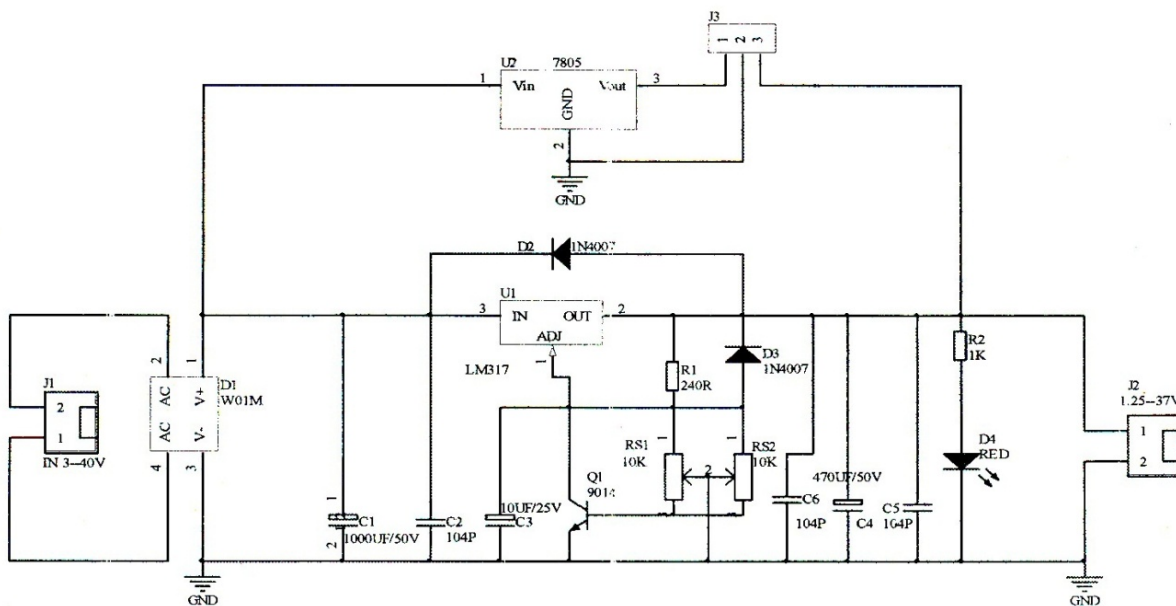


Рис. 2. Принципиальная схема линейного стабилизатора на ИС LM317

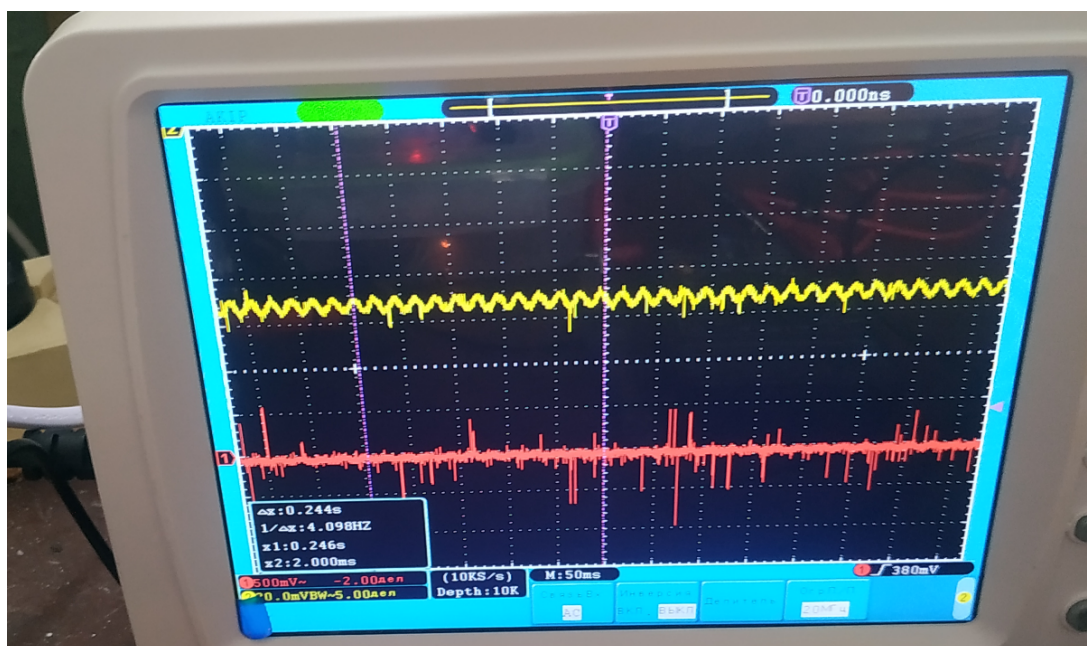


Рис. 3. Осциллограммы напряжений на выходе SANMIM SM-PLG06A-24 (нижний график) и линейного стабилизатора напряжения на ИС LM317 (верхний график)

Эксперимент показал, что амплитуда «шпилек» (рис. 3) на выходе обратноходового преобразователя SANMIM SM-PLG06A-24 с напряжением 21,6 В достигает 2 В, а на выходе стабилизатора присутствует периодическое напряжение с размахом 10 мВ и более редкими «шпильками» с амплитудой 10 мВ. Снижение напряжения на выходе обратноходового преобразователя производилось уменьшением напряжения обратной связи потенциометром 100 кОм, ведущего к уменьшению коэффициента заполнения. Пропорциональное уменьшение напряжения на выходе линейного стабилизатора сдвоенным потенциометром RS1 — RS2 (рис. 2) на амплитуду «шпилек» и периодического напряжения существенного влияния не оказывало. Падение напряжения между выходом обратноходового преобразователя SANMIM SM-PLG06A-24 и входом линейного стабилизатора на ИС LM317 объясняется последовательным включением в выходной цепи преобразователя лампы накаливания для его защиты от коротких замыканий.

Выводы

Линейный стабилизатор напряжения на базе ИС LM-317 за счёт снижения выходного напряжения на 3 В способен в 20 раз снизить величину импульсных помех («шпилек») на выходе импульсного обратноходового преобразователя напряжения при токе нагрузки до 200 мА.

Библиографический список

1. Битюков, В. К. Источники вторичного электропитания : учебник / В. К. Битюков, Д. С. Симачков, В. П. Бабенко. — 5-е изд. — Москва, Вологда : Инфра-Инженерия, 2024. — 376 с. — ISBN 978-5-9729-1647-4. — Текст : электронный // Цифровой образовательный ресурс IPR SMART : [сайт]. — URL: <https://www.iprbookshop.ru/143305.html> (дата обращения: 06.02.2025). — Режим доступа: для авторизир. пользователей
2. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. Москва: Изд-во «Техносфера», 2006. 632с.
3. Импульсные источники питания, генераторы импульсов. [Электронный ресурс] URL: <https://group-kremny.ru/catalog/integralnye-skhemy/impulsnye-istochniki-pitaniya/>
4. Обратноходовый преобразователь. [Электронный ресурс]. URL: <https://fresh-web-studio.github.io/artemsdobnikov/math/flyback.html#20> (дата обращения 13.05.2022).
5. Плата импульсного источника питания AC-DC. [Электронный ресурс] URL: https://aliexpress.ru/item/32969119981.html?spm=a2g2w.orderdetail.0.0.3f864aa61B5Wb2&sku_id=66651680612

УДК 57.085.23; ГРНТИ 76.13.23

ВИЗУАЛИЗАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ИМПЕДАНСНОЙ СПЕКТРОМЕТРИИ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

С.Ю. Зорин

*Акционерное общество «Рязанское производственно-техническое предприятие «Гранит»
Российская Федерация, Рязань, sergzor@mail.ru*

Аннотация. Описана важность исследования импедансной спектроскопии. Рассмотрены свойства электрической проводимости живых тканей и ее зависимость от биологического состояния. Разработан диагностический прибор и описана его работа. На основе действующего аппарата опробована модель перспективного устройства. Описаны проблемы вывода информации. Также описаны результаты нового метода диагностики и проблемы визуализации этих результатов.

Ключевые слова: импедансометрия (ИМ), импедансометрическая спектроскопия (EIS), электроимпедансная спектроскопия, реография, метаболические шумы.

VISUALIZATION OF IMPEDANCE SPECTROMETRY RESULTS OF BIOLOGICAL OBJECTS

S.Yu. Zorin

Joint-Stock Company "Ryazan Production and Technical Enterprise "Granit"
Russian Federation, Ryazan, sergzor@mail.ru

The summary. The importance of impedance spectrometry research is described. The properties of electrical conductivity of living tissues and its dependence on the biological state are considered. A diagnostic device is developed and its operation is described. A model of a promising device is tested on the basis of the operating apparatus. The problems of information output are described. The results of a new diagnostic method and the problems of visualization of these research results are also described.

Keywords: impedancemetry (IM), impedancemetric spectroscopy (EIS), electrical impedance spectrometry, rheography, metabolic noise.

Импедансная спектрометрия (ИС) – это измерение частотных характеристик импеданса (комплексного сопротивления цепи гармоническому сигналу) в определенном диапазоне частот. Она широко используется при исследовании новых материалов, в электрохимии, биологии и медицине. Особенно стремительное развитие ИС началось с приходом известной пандемии «COVID-19». Оказалось, что только с помощью импеданса можно контролировать состояние легочной ткани в реальном масштабе времени. ИС довольно точно диагностирует онкологические заболевания. Такая методика безболезненна и не требует больших материальных и энергетических затрат. Все это говорит о важности изучения ИС.

Электропроводность биологических систем обусловлена наличием в них ионов и подвижных полярных молекул. Биологическая ткань состоит из клеток и межклеточной жидкости - сложной по своему составу химической субстанции с удельным сопротивлением около 100 Ом см. Клетки, в свою очередь, покрыты мембраной имеющей достаточно большое сопротивление, около 0,1...10кОм на см² при толщине 8...10нм. Внутри клетки находится цитоплазма – густая взвесь белков, углеводов, ионов и органел. Одна из простейших моделей живой ткани представлена на рисунке 1.

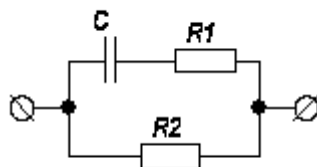


Рис. 1. Простейшая электрическая модель живой ткани

Здесь конденсатор С имитирует работу мембран, R1 – сопротивление цитоплазмы, а R2 – сопротивление межклеточной жидкости. Комплексное (полное) сопротивление такой цепи будет складываться из активной составляющей Rг и реактивной Rс. Под воздействием различных факторов (температура, механические и химические воздействия) электрические свойства живых тканей могут сильно меняться, и особенно меняется емкостная составляющая [1, 2, 3]. Поэтому по изменениям проводимости переменного тока можно оценивать работу живого организма. На рисунке 2 представлена зависимость импеданса от частоты для биообъектов, где прямая 1 характеризует мертвую ткань, 2 – поврежденную и 3 – здоровую. Зависимость импеданса от частоты называется дисперсией импеданса, и чем она меньше, тем в худшем состоянии находится объект.

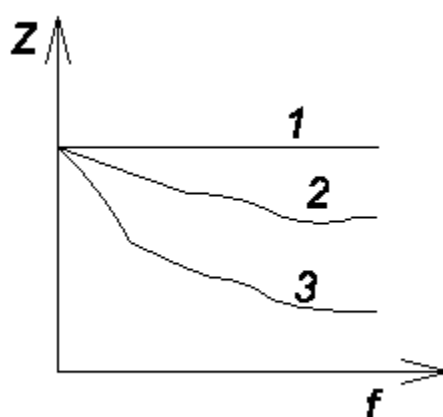


Рис. 2. Зависимость импеданса от частоты для разных состояний тканей организмов

В современной медицине широко используется импедансометрия, особенно в реографии – методе исследования сосудов различных органов и тканей, основанном на регистрации изменений импеданса. Сигнал, прошедший через определенные точки человеческого тела, сравнивается с эталонным, и на основании этого ставится диагноз. Для измерения используют одну или несколько частот и результаты, как правило, выводятся на компьютер. Одним из перспективных направлений в биоимпедансометрии является импедансная томография – это, когда используя несколько каналов измерения проводимости, формируют томографическое изображение.

К сожалению, отечественная промышленность не выпускает оборудования для двухчастотной импедансометрии или спектроскопии. Последний прибор такого рода реогастрограф РГГ9-01 снят с производства более 10 лет назад [4]. Поэтому было решено разработать компактный трехчастотный импедансный спектрометр. Его функциональная схема представлена на рисунке 3.

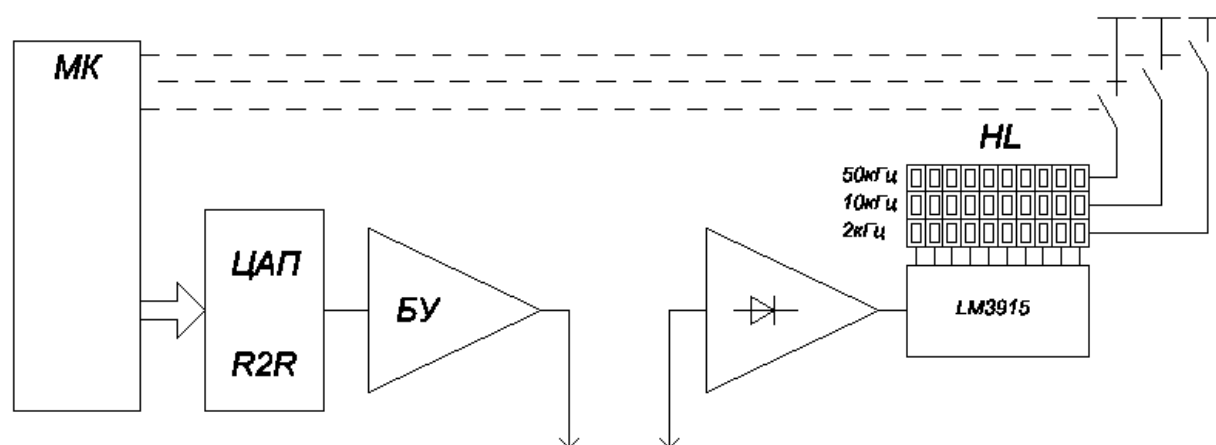


Рис. 3. Функциональная схема импедансного спектрометра

Микроконтроллер МК поочередно с интервалом 5мс вырабатывает цифровой синусоидальный сигнал на частотах 50кГц, 10кГц и 2кГц. ЦАП преобразует этот сигнал и подает его на буферный усилитель БУ и далее на испытуемый объект. Пройдя через ткань, сигнал поступает на усилитель и детектор, далее – на формирователь сигнала для светодиодных шкал LM3915 и далее на сами шкалы HL. Микроконтроллер поочередно, в соответствии с определенной частотой, включает светодиодные шкалы. Прибор дешев в изготовлении, не со-

держит дефицитных комплектующих, компактен и прост в управлении. В марте – апреле планируются работы с ним в Рязанском государственном медицинском университете имени академика И.П. Павлова.

Импеданс и дисперсия имеют разные значения для костных, мягких и других тканей. Тогда, если сигнал подавать в одну точку на объекте, а снимать на некотором отдалении в нескольких, можно будет увидеть внутреннюю структуру. Конечно, она будет искажена из-за неравномерного распределения электрических полей, но тоже могла бы послужить дополнительным средством диагностики. Если использовать сравнительно большое количество каналов, то получился бы своего рода «импедансный рентген». На рисунке 4 изображена модель такого устройства, где цифра 1 – это точка подачи сигнала, 2 – объект исследования. Было принято решение изготовить одноканальное устройство и по результатам испытания оценить насколько хорошо может работать такой прибор. Для этого в одноканальном импедансном спектрометре вместо формирователя LM3915 и светодиодных шкал установили RGB светодиод.

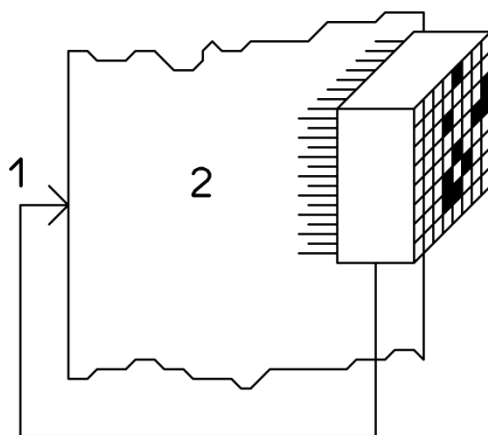


Рис. 4. 64 канальный импедансный спектрометр

Первой проблемой оказалась конструкция самого светодиода. Кристаллы разного цвета располагаются довольно далеко друг от друга, и человеческий глаз отказывается смешивать цвета, а использование рассеивателей заметно снижает яркость. Второй проблемой стало то, что при изменении дисперсии даже на 20 процентов очень тяжело различить оттенки цвета и именно на эту величину меняется дисперсия у различных тканей. Стало понятно, что такой вывод информации не подойдет. Возможно, нужно контролировать импеданс только на одной частоте, или использовать другие индикаторные устройства. Поэтому работы по данному проекту были приостановлены.

Другим интересным направлением в диагностике может быть исследование флуктуаций импеданса. Цитоплазма объединяет все клеточные структуры и способствует их взаимодействию друг с другом. Одно из основных свойств цитоплазмы – способность к движению, которое обеспечивает транспорт веществ и органоидов. При этом, скорее всего, должны меняться и активные и реактивные составляющие проводимости клетки. Возможно, что эти флуктуации, назовем их «метаболическими шумами» (МШ), будут разными у различных групп клеток. Тогда по спектру и амплитуде МШ можно определять состояние клеточных структур. Для проверки этого был опробован вариант устройства, представленный на рисунке 5.

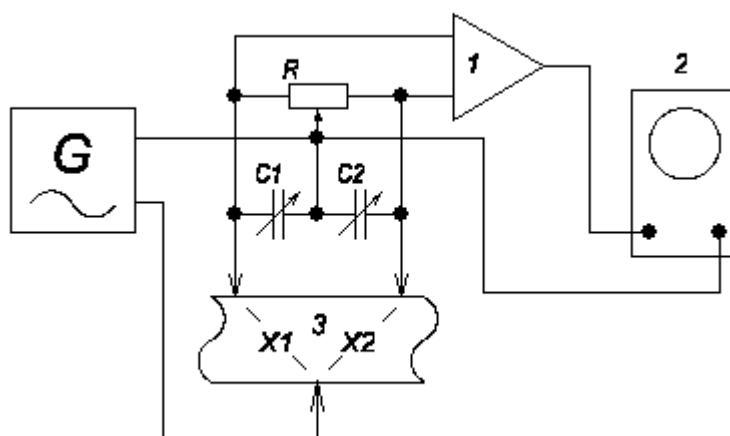


Рис. 5. Функциональная схема измерения МШ

Синусоидальный сигнал амплитудой 2В с генератора G поступал на диагональ моста. В другую диагональ моста включался инструментальный усилитель (ИУ) 1, выход которого подключался к осциллографу 2. При хорошей балансировке моста на некоторых частотах сигнал генератора удавалось подавить на 60 дБ. Флуктуации импедансов X1 и X2 относительно друг друга должны были разбалансировать мост и сформировать на выходе ИУ сигнал МШ. Замеры производились на частотах от 100Гц до 15кГц. В качестве контактов использовались твердотельные электроды YD43-6 Ag/AgCl, применяемые для снятия ЭКГ. Измерения производились в разных точках тела. Выяснилось следующее, на уровне -40дБ видны пульсирующие шумы от работы сердца и системы кровообращения и что-то различить на фоне этих шумов очень сложно. Видимо, уровень МШ настолько мал, что нужно использовать другую методику. Кроме того, малейшие движения тела и даже звуки средней громкости также приводят к разбалансировке моста. Скорее всего таким методом можно исследовать МШ растительных объектов.

Библиографический список

1. VII Съезд биофизиков России. Краснодар, Россия, 17-23 апреля 2023 г. [Электронный ресурс]. URL: http://rusbiophysics.ru/db/conf_abs_print.pl?lang=ru&cid=1&mod=2&sid=1
2. Разработка аппарата биоимпедансной диагностики по теме «Метод биоимпедансной спектрометрии. Отчет о научно-исследовательской работе. [Электронный ресурс] URL: <https://esstu.ru/document/download.htm?documentId=18622>
3. Электрическая проводимость мембран биологических тканей растительного происхождения. [Электронный ресурс]. URL: <https://izron.ru/articles/aktualnye-problemy-estestvennykh-i-matematicheskikh-nauk-v-rossii-i-za-rubezhom-sbornik-nauchnykh-tr/sektsiya-56-biofizika-spetsialnost-03-01-02/elektricheskaya-provodimost-membran-biologicheskikh-tkaney-rastitelnogo-proiskhozhdeniya/>
4. Потахин С.Н. Новые технологические подходы в хирургии язвенных гастродуоденальных кровотечений. Автореферат на соискание ученой степени доктора медицинских наук [Электронный ресурс]. URL: <https://viewer.rsl.ru/ru/rsl01010626058?page=1&rotate=0&theme=white>

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА В MIMO СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Д.И. Горбачев, А.Ю. Паршин

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Россия, Рязань, parshin.a.y@rsreu.ru

Аннотация. Рассмотрены основы построения MIMO систем передачи информации и составлена эквивалентная схема системы в соответствии с математической моделью канала связи. Выполнен расчёт пропускной способности MIMO системы связи, проведено моделирование и получены зависимости пропускной способности от числа антенн и отношения сигнал шум. Для случая совместного распространения прямого и рассеянного лучей рассмотрена модель канала на основе матрицы канальных коэффициентов с учетом энергетического соотношения между лучами и получена зависимость пропускной способности при различных значениях коэффициента Райса

Ключевые слова: моделирование, MIMO, распространение сигналов, канал связи, канальные коэффициенты, отношение сигнал/шум, пропускная способность

SIGNAL PROPAGATION MODELING IN MIMO COMMUNICATION SYSTEMS

D.I. Gorbachev, A.Yu. Parshin

Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, parshin.a.y@rsreu.ru

Annotation. The fundamentals of MIMO systems of information transmission are considered and the equivalent schematic diagram of the system in accordance with the mathematical model of the communication channel is drawn up. The throughput calculation of MIMO communication system is performed, modeling was carried out and dependences of throughput on the number of antennas and signal-to-noise ratio were obtained. For the case of joint propagation of direct and scattered beams, a channel model based on the channel coefficient matrix with regard to the energy ratio between beams is considered and the capacity dependence at different values of the Rice coefficient is obtained

Keywords: modeling, MIMO, signal propagation, communication channel, channel coefficients, signal-to-noise ratio, throughput

Развитие систем связи и повышение требований к надежности их работы и пропускной способности появилась необходимость в использовании многоантенных приемных и передающих устройств. Такой вид пространственного разнесения называется MIMO (Multiple Input – Multiple Output), и в зависимости от числа приёмных и передающих антенн выделяют и другие виды пространственного разнесения (SISO, MISO, SIMO). Разнесенный прием используется для борьбы с замираниями многолучевого сигнала, а разнесенная передача позволила сформировать большее количество пространственных каналов и использовать методы пространственно-временного кодирования сигналов [1].

Излучение отличных друг от друга сигналов каждой из передающих антенн открывает новые, ранее неизвестные возможности. Главным достоинством является повышение пропускной способности системы передачи информации при сохранении ширины спектра сигнала и общей мощности излучаемого всеми передающими антеннами сигнала. Кроме того, пространственное разнесение реализует многопользовательские режимы работы и обеспечивает формирование луча в заданном направлении.

Наибольшая эффективность работы MIMO-технологии передачи информации достигается при использовании пространственно-временного кодирования сигналов в многолучевой среде распространения при возможности оценки параметров среды. Если рассматривать только узкополосные радиосигналы, то свойства среды можно описать комплексными коэффициентами передачи. Излучаемый сигнал представим в виде комплексного числа и, учитывая шумы в тракте, получим модель MIMO приемо-передающей системы (рис. 1).

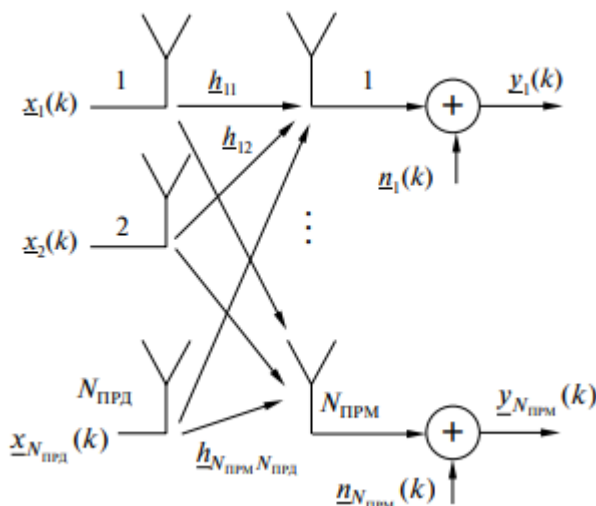


Рис. 1. Модель ММО приемно-передающей системы

Описание эксперимента

Рассмотрим систему ММО с N_{Tx} передающими антеннами и N_{Rx} приёмными антеннами. Матрица канала \mathbf{H} является прямоугольной комплексной матрицей размерности $N_{Tx} \times N_{Rx}$. Компонент h_{ij} этой матрицы есть комплексный множитель канала (комплексный коэффициент передачи канала) между j -й передающей антенной и i -й приёмной антенной. Будем полагать, что мощность сигнала в каждой приёмной антенне равна мощности E_s всего излучаемого сигнала (т. е. равна суммарной мощности сигналов, излучаемых всеми передающими антеннами). Это означает, что здесь не учитывается ослабление сигнала в канале связи.

Элементы матрицы канала примем для эксперимента случайными нормально распределёнными комплексными величинами h_{ij} . Амплитуды и фазы коэффициентов в общем случае являются случайными величинами из-за интерференции рассеянных сигналов [2].

Модель принимаемого сигнала на входе приёмника может быть представлена в следующей форме [3]:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n},$$

где \mathbf{n} — комплексный случайный гауссовский вектор шумов наблюдения

Каждая компонента шума наблюдения имеет дисперсию $2\sigma_n^2$ т. е. дисперсии шумов наблюдения во всех приёмных антеннах предполагаются одинаковыми. Поскольку мощность сигнала в каждой приёмной антенне равна по нашему предположению общей излучаемой мощности, можно записать следующее выражение для отношения сигнал/шум:

$$q = \frac{E_s}{2\sigma_n^2}.$$

Рассмотрим случай, когда матрица канала связи \mathbf{H} неизвестна на передающей стороне. В этом случае различные компоненты сигнального вектора \mathbf{s} некоррелированы между собой. Это значит, что сигналы, излучаемые разными передающими антеннами, некоррелированы между собой, а их мощности одинаковы. Выражение для пропускной способности канала ММО в этом случае принимает вид [3]:

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{1} + \frac{E_s}{N \cdot 2\sigma_n^2} \mathbf{H}\mathbf{H}' \right).$$

Моделирование

Эксперимент проведён с помощью программы MatLab, получены зависимости пропускной способности от числа приёмных и передающих антенн, а также отношения сигнал/шум. Поскольку каналные коэффициенты являются случайными в программе реализовано усреднение оценок пропускной способности по реализациям.

Измерение зависимости от количества приёмных антенн N_{Rx} произведено с фиксированным количеством передающих $N_{Tx} = 4$. Данная зависимость отражена на графике (рис. 2).

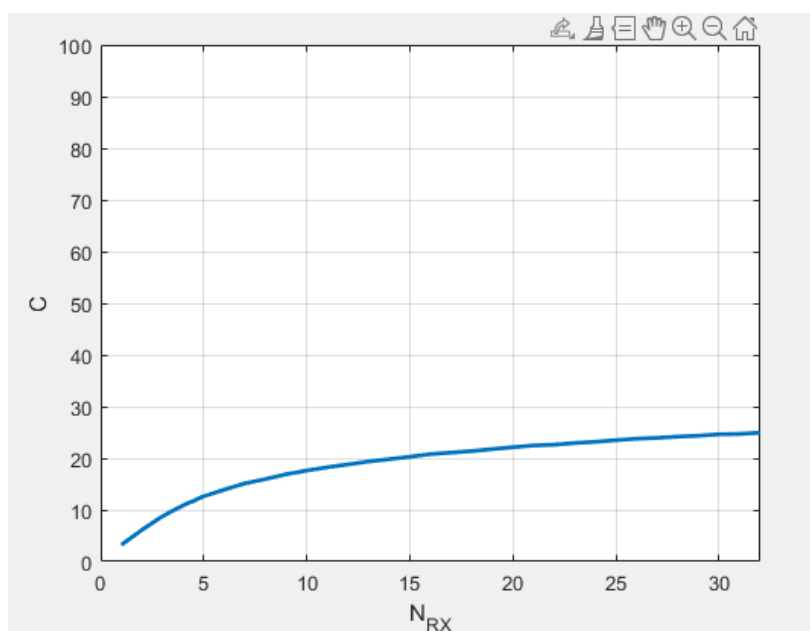


Рис. 2. График зависимости пропускной способности от числа приёмных антенн

Измерение зависимости от количества передающих антенн N_{Tx} произведено с фиксированным количеством приёмных антенн $N_{Rx} = 4$. Для этого составим таблицу из значений пропускной способности C при различных начальных N_{Tx} .

Таблица 1 – Зависимость пропускной способности от числа передающих антенн

| N_{Tx} | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 8 | 10 | 12 |
|----------------|-----|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| C , бит/с/Гц | 5,5 | 8,89 | 10,93 | 12,43 | 13,51 | 14,33 | 15,19 | 15,69 | 15,91 |

Отообразим зависимость из таблицы 1 в виде графика (рис. 3)

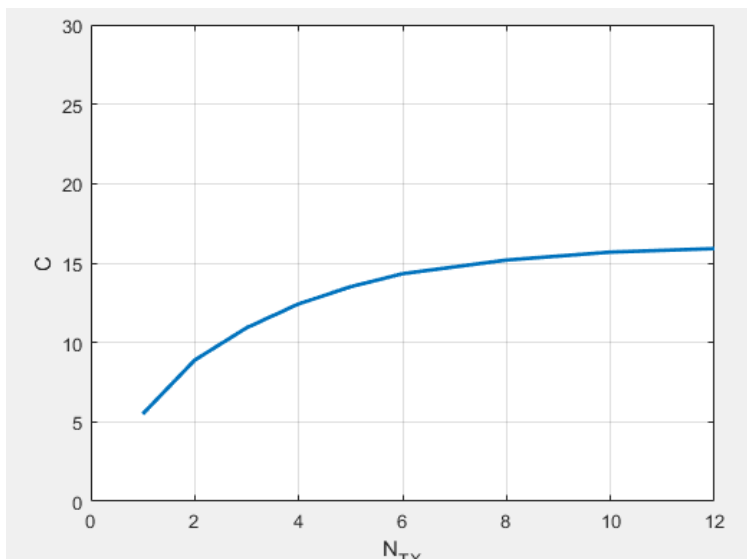


Рис. 3. График зависимости пропускной способности от числа передающих антенн

Исследовано влияние отношения сигнал-шум на пропускную способность ММО системы связи. Полученная зависимость представлена на графике (рис. 4). Измерения проведены для фиксированных значений числа приёмных и передающих антенн $N_{Rx} = 4$, $N_{Tx} = 4$.

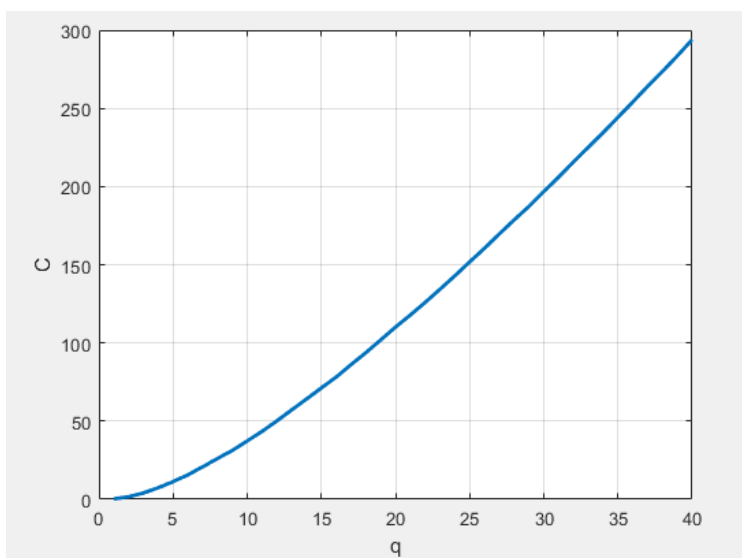


Рис. 4. Зависимость пропускной способности от ОСШ

Рассмотрим канал связи ММО в условиях наличия замираний и луча прямой видимости. Модель в этом случае может быть представлена в виде суммы неслучайной и случайной компонент матрицы канальных коэффициентов [4]:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{1+K}} \bar{\mathbf{H}} + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \mathbf{H}_w,$$

где $\sqrt{\frac{K}{1+K}} \bar{\mathbf{H}}$ – неслучайная (детерминированная) компонента матрицы канала, связанная с наличием прямого луча;

$\sqrt{\frac{1}{1+K}}\mathbf{H}_w$ – случайная компонента матрицы канала, связанная с наличием замираний.

Результат моделирования при различном числе приёмных антенн показан на рисунке 5.

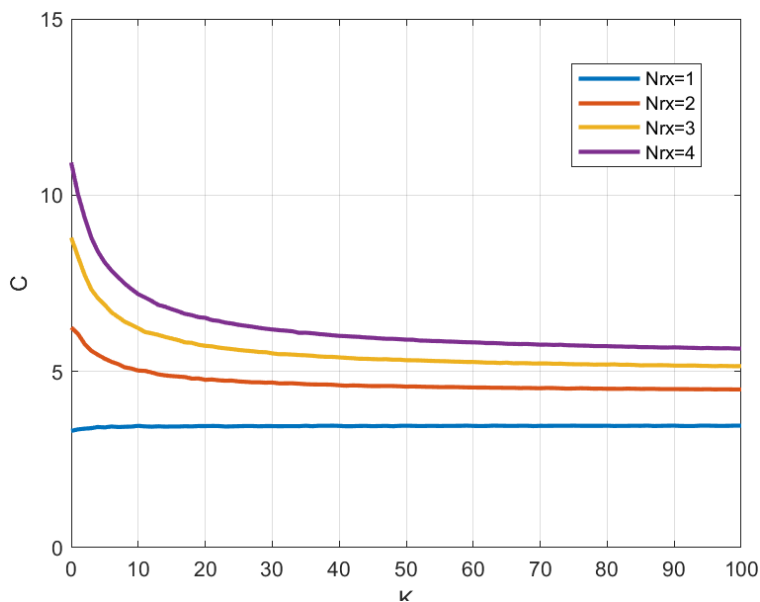


Рис. 5. Зависимость пропускной способности от коэффициента K

Элементы матрицы канала \mathbf{H}_w представляют собой случайные величины, распределенные по закону Райса. Величина K представляет собой коэффициент Райса, определяющий отношение мощности сигнала прямого луча к мощности сигналов отраженных лучей. При $K = 0$ прямой луч отсутствует, и мы имеем дело с релейским каналом. При $K \rightarrow \infty$ замирания в канале связи отсутствуют.

Выводы

При увеличении числа приёмных или передающих антенн пропускная способность всегда увеличивается, но вид зависимости не линейный и значительное число антенн не приводит к пропорциональному увеличению пропускной способности. Таким образом, существует компромисс между сложностью антенной системы и достижимой пропускной способностью канала связи. Повышение отношения сигнал/шум значительно увеличивает пропускную способность.

В ходе эксперимента получено, что при увеличении коэффициента K средняя пропускная способность канала связи ММО уменьшается. Можно сделать вывод, что наличие прямого луча в системе связи ММО приводит к уменьшению ее пропускной способности. Причиной может являться снижение общей мощности сигнала, приходящего на приемное устройство. Таким образом, наибольшая эффективность ММО систем достигается в многолучевых каналах связи.

Библиографический список

1. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех : учеб. пособие / Ю.Н. Паршин. — Москва: КУРС, 2022. — 201 с.
2. Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Технология ММО: принципы и алгоритмы/ Ю. Н. Чернышов// Горячая линия – Телеком, - 2014. — 244 с.
3. Пространственная обработка сигналов в ММО-системах сотовой связи: учебное пособие / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман, А.В. Елохин, И.С. Сорокин. — Нижний Новгород: ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2020. — 134 с.

4. L. J. Greenstein, S. Ghassemzadeh, V. Erceg, and D. G. Michelson, "Ricean K-factors in narrowband fixed wireless channels: Theory, experiments, and statistical models," in IEEE Transactions on vehicular technology, vol. 58(8), pp. 4000–4012, 2006.

УДК 621.396.2; ГТНТИ 49.43

ЭФФЕКТИВНОСТЬ MIMO МОДЕМА ПЕРЕДАЧИ НАВИГАЦИОННЫХ ПОПРАВОК С УКОРОЧЕННОЙ АНТЕННОЙ

А.А. Титов

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, andrey.titov75@mail.ru

Аннотация. В работе исследуется эффективность Multiple Input Multiple Output (MIMO) модема передачи навигационных поправок с укороченной антенной. Исследование направлено на выявление особенностей данной конфигурации, а также оценке ее потенциала для обеспечения надежной и качественной передачи данных по сравнению с одноканальной передачей и приемом, особенно в условиях многолучевого распространения радиосигналов.

Ключевые слова: MIMO, многолучевое распространение, пространственное разнесение, укороченная антенна, схема Аламоути.

EFFICIENCY OF A MIMO MODEM FOR TRANSMITTING NAVIGATION DATA CORRECTIONS WITH A SHORTENED ANTENNA

A. A. Titov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, andrey.titov75@mail.ru

Abstract. The paper investigates the effectiveness of the Multiple Input Multiple Output (MIMO) modem for transmitting navigation corrections with a shortened antenna. The study is aimed at identifying the features of this configuration, as well as evaluating its potential to ensure reliable and high-quality data transmission compared to single-channel transmission and reception, especially in conditions of multipath propagation of radio signals.

Keywords: MIMO, multipath propagation, spatial diversity, shortened antenna, Alamouti scheme.

Введение

В последние десятилетия наблюдается активное развитие технологий связи, обусловленное возрастающей потребностью в высоконадежных и высокопроизводительных системах передачи данных. Данная тенденция имеет критическое значение для развития навигационных систем, применяемых в широком спектре отраслей, включая транспорт, агропромышленный комплекс, геодезию и другие сферы. Точность глобальных навигационных спутниковых систем (GNSS) [1, 2] в значительной степени определяется применением навигационных поправок, компенсирующих искажения навигационных сигналов [1, 2]. Для реализации навигационных поправок используется дифференциальный GNSS (DGNSS), основанный на относительном методе повышения точности [2]. Для непрерывного обновления координат с учетом дифференциальных поправок требуется постоянный канал связи, который может быть реализован различными способами, например, через сети сотовой связи, UHF-радио [1]. UHF-радио является востребованной в регионах с нестабильным GSM/GPRS покрытием, обеспечивая независимость от сотовых сетей. Но, как и другие виды связи, она подвержена влиянию многолучевого распространения [3, 4], что критично для точной передачи навигационных поправок. Одним из решений для борьбы с многолучевым распространением является применение пространственного разнесения [4] в радиомодемах. Использование нескольких антенн вместо одной позволяет значительно повысить качество приема сигнала в условиях многолучевого распространения. Например, радиомодем Sateline-3AS(d) Eric, функционирующий в диапазоне частот 360 – 470 МГц, использует архитектуру с разне-

сенным приемом [5]. Она включает в себя два независимых приемника и две антенны, что позволяет выбирать сигнал с наилучшим качеством. Это значительно улучшает характеристики связи, снижая эффект замирания, вызванного интерференцией при многолучевом распространении сигналов. Для достижения оптимального результата рекомендуется разносить антенны на расстояние, равное $3/4$ длины волны [5]. Развитием этой идеи, направленной на повышение надежности передачи данных, в частности, навигационных поправок, и решения проблем, связанных с многолучевым распространением радиосигналов, является технология Multiple Input Multiple Output (MIMO).

В радиомодемах для передачи навигационных поправок технология MIMO использующая несколько антенн как на передающей, так и на приемной стороне еще не применяется. Данное обстоятельство обусловлено совокупностью факторов технического характера, например, сложностью создания антенных систем, отвечающих требованиям электромагнитной совместимости между излучателями в условиях пространственной стесненности [4], особенно при больших размерах антенн. В связи с этим, актуальным становится поиск альтернативных решений, например, использование укороченной антенны [4], которая может лучше соответствовать предъявляемым требованиям по габаритам и электромагнитной совместимости. В работе [6] исследовалась эффективность модема с укороченной антенной по критерию максимума пропускной способности.

Целью исследования является оценка эффективности MIMO модема передачи навигационных поправок с укороченной антенной по критерию минимума вероятности битовой ошибки в условиях многолучевого распространения радиосигналов.

Постановка задачи

Технология MIMO реализует пространственное разнесение посредством передачи различных потоков данных множеством антенн на передающей стороне и их приема множеством антенн на приемной стороне. В качестве базовой конфигурации выступает Single-Input-Single-Output (SISO), использующая одну передающую и одну приемную антенны [7]. Альтернативные архитектуры включают Single-Input-Multiple-Output (SIMO) и Multiple-Input-Single-Output (MISO). В SIMO пространственное разнесение обеспечивается множеством приемных антенн, а в MISO – множеством передающих антенн [7, 8]. Системы MIMO, объединяя концепции SIMO и MISO, соответственно реализуют пространственное разнесение как на передающей, так и на приемной сторонах [7, 8]. При этом повышается эффективность передачи и приема данных в каналах связи с замираниями.

В MIMO системе с $N_{\text{ПРД}}$ передающими и $N_{\text{ПРМ}}$ приемными антеннами, передаваемый вектор комплексных символов \underline{s} размерностью $N_{\text{ПРД}} \times 1$, где каждый символ $\underline{s}_n(k)$ передается через n -ю антенну, $k = 1, \dots, K$, подвергается воздействию канала, описываемого комплексной матрицей \underline{H} размерностью $N_{\text{ПРМ}} \times N_{\text{ПРД}}$, элементы которой \underline{h}_{mn} , представляют собой комплексные коэффициенты передачи между n -й передающей и m -й приемной антеннами, отражающие изменение амплитуды и фазы сигнала, то есть $\underline{h}_{mn} = h_{mn} e^{j\varphi_{mn}}$ [7, 9].

Предполагается, что мощность сигнала в каждой приемной антенне равна мощности P_s всего излучаемого сигнала, а элементы матрицы канала \underline{H} должны удовлетворять условию нормировки:

$$\sum_{n=1}^{N_{\text{ПРД}}} \overline{|\underline{h}_{mn}|^2} = N_{\text{ПРД}}, m = 1, 2, \dots, N_{\text{ПРМ}}. \quad (1)$$

Принятый сигнал \underline{y} является суммой произведения матрицы канала на вектора передаваемых символов и комплексного гауссовского шума $\underline{\eta}$ [7]:

$$\underline{y} = \underline{H}\underline{s} + \underline{\eta}. \quad (2)$$

Так как мощность сигнала в каждой приемной антенне равна мощности всего излучаемого сигнала, то отношение сигнал-шум равно

$$q = \frac{P_s}{2\sigma_n^2}, \quad (3)$$

где $2\sigma_n^2$ – дисперсия каждого компонента шума в наблюдаемом сигнале [7, 8].

Корреляционная матрица принимаемого сигнала \mathbf{R}_{yy} равна

$$\mathbf{R}_{yy} = \overline{\mathbf{y} \mathbf{y}'} = \mathbf{H} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}' + 2\sigma_n^2 \mathbf{I}, \quad (4)$$

где $\mathbf{R}_{ss} = \overline{\mathbf{s} \mathbf{s}'} = \frac{P_s}{N_{\text{ПРД}}} \mathbf{I}$ – корреляционная матрица передаваемого сигнала при условии, что мощность сигналов, излучаемых каждой передающей антенной, одинакова и равна $\frac{P_s}{N_{\text{ПРД}}}$.

Мощность передаваемого сигнального символа P_{s_n} равна

$$P_{s_n} = \overline{|\mathbf{s}_n(k)|^2}, \quad (5)$$

а полная мощность передаваемого сигнала P_s равна сумме мощностей сигналов, передаваемых всеми антеннами

$$P_s = \sum_{n=1}^{N_{\text{ПРД}}} P_{s_n}. \quad (6)$$

Предположение о постоянстве полной мощности передаваемого сигнала позволяет анализировать влияние пространственного кодирования независимо от эффекта увеличения мощности, связанного с увеличением числа передающих антенн $N_{\text{ПРД}}$.

Самым простым способом разнесенной передачи для ММО является пространственно-временное блочное кодирование (STBC), представляющее собой процесс преобразования группы из M исходных символов в другую, соответствующую группу результирующих символов [10]. В контексте блочного кодирования, исходная последовательность сигнальных символов $\mathbf{X} = \{x_1, x_2, \dots, x_K\}$, модулированных методом BPSK [3], преобразуется в матрицу \mathbf{S} закодированных символов. Эта матрица имеет $N_{\text{ПРД}}$ строк, каждая из которых определяет последовательность символов, передаваемых с каждой передающей антенны, и L столбцов, соответствующих временным тактам передачи символов [10].

Схема Аламути представляет собой простое, но действенное решение в области пространственно-временного кодирования для двух передающих антенн, в которой кодирование осуществляется за два временных интервала T : в первом интервале первая и вторая антенны передают символы x_1 и x_2 , а во втором $-x_2^*$ и x_1^* соответственно. Данная схема формирует пространственно-временную матрицу вида [6, 10]:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} G_y x_1 & -G_y x_2^* \\ G_x x_2 & G_x x_1^* \end{bmatrix}, \quad (7)$$

при этом векторы $\mathbf{S}_1 = [G_y x_1 \quad -G_y x_2^*]$ и $\mathbf{S}_2 = [G_x x_2 \quad G_x x_1^*]$, представляющие последовательности сигнальных символов, являются ортогональными, а коэффициенты передачи G стандартной антенны и укороченной антенны G_y определяют способность антенн различной длины эффективно преобразовывать электрическую энергию в электромагнитные волны.

Комплексные коэффициенты, характеризующие передачу сигнала от передающих антенн к приемной, являются функциями времени и обозначаются как $\underline{h}_1(t)$ и $\underline{h}_2(t)$. При условии, что эти коэффициенты остаются практически неизменными на протяжении временного интервала равного двум тактовым периодам $2T$, можно записать:

$$\begin{aligned} \underline{h}_1(t) &= \underline{h}_1(t+T) = \underline{h}_1, \\ \underline{h}_2(t) &= \underline{h}_2(t+T) = \underline{h}_2. \end{aligned} \quad (8)$$

Отсчеты принимаемого сигнала в моменты времени t и $t+T$ имеют вид

$$\begin{aligned} \underline{y}_1 &= \underline{h}_1 G_y \underline{x}_1 + \underline{h}_2 G \underline{x}_2 + \underline{\eta}_1, \\ \underline{y}_2 &= -\underline{h}_1 G_y \underline{x}_2^* + \underline{h}_2 G \underline{x}_1^* + \underline{\eta}_2, \end{aligned} \quad (9)$$

где $\underline{\eta}_1$ и $\underline{\eta}_2$ представляют собой гауссовские шумы [7, 11].

При пространственно-временном декодировании предполагается, что \underline{h}_1 и \underline{h}_2 известны на приемной стороне. Линейные комбинации наблюдаемых сигналов при учете выражений (9) дают оценки сигнальных символов [7]:

$$\begin{aligned} \tilde{\underline{x}}_1 &= \underline{h}_1^* \underline{y}_1 + \underline{h}_2 \underline{y}_2^*, \\ \tilde{\underline{x}}_2 &= \underline{h}_2^* \underline{y}_1^* - \underline{h}_1 \underline{y}_2^*. \end{aligned} \quad (10)$$

Для решения задачи демодуляции применяется метод максимального правдоподобия, согласно которому оценки максимального правдоподобия $\hat{\underline{x}}_1$ и $\hat{\underline{x}}_2$ для информационных символов \underline{x}_1 и \underline{x}_2 могут быть выражены следующими формулами:

$$\begin{aligned} \hat{\underline{x}}_1 &= \text{sign}(\text{Re}(\tilde{\underline{x}}_1)), \\ \hat{\underline{x}}_2 &= \text{sign}(\text{Re}(\tilde{\underline{x}}_2)). \end{aligned} \quad (11)$$

Представленный алгоритм (11) позволяет эффективно вычислять оптимальные оценки информационных символов в схеме Аламоути, основываясь на критерии максимального правдоподобия. Преимущество алгоритма в том, что он не требует перебора всех возможных комбинаций символов \underline{x}_1 и \underline{x}_2 , что существенно упрощает реализацию оптимального приемника для данной схемы на практике.

Вычислительный эксперимент

В исследовании рассматривается применение технологии MIMO, в частности конфигурации MISO с использованием блочного кодирования Аламоути, в радиомодемах передачи навигационных поправок с укороченной антенной. Для проведения вычислительного эксперимента разработана компьютерная модель в среде MATLAB, в которой имитируется эффект «укорочения» одной из передающих антенн в системе MISO путем уменьшения коэффициента передачи G_y данной антенны. В моделируемой системе, коэффициенты передачи G всех антенн в конфигурациях SISO и MISO равны 0 дБ. Исключение составляет одна передающая антенна в MISO-конфигурации, для которой коэффициент передачи G_y изменяется в диапазоне от 0 дБ до -20 дБ. Это изменение обеспечивает моделирование эффекта «укорочения» антенны. Для анализа эффективности моделируемой MISO системы используется оценка вероятности битовой ошибки $P_{\text{ОШ}}$ [3] при различных значениях отношения сигнал-шум q . Полученные результаты сравниваются с $P_{\text{ОШ}}$ для SISO системы.

На рисунке представлены зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум при разных коэффициентах передачи укороченной антенны G_y в MISO, а также зависимость $P_{\text{ОШ}}$ от отношения сигнал-шум для SISO.

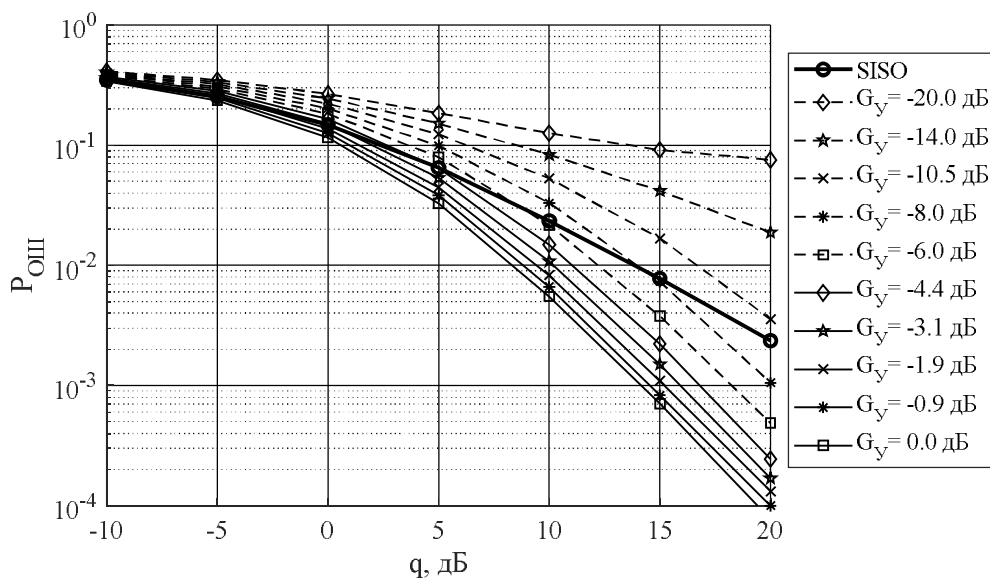


Рис. Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум для MISO с укороченной антенной и SISO

Результаты, полученные в вычислительном эксперименте и представленные в [12], подтверждают, что MISO система с укороченной антенной дает выигрыш при тех же отношениях сигнал-шум по сравнению с SISO. Анализ показывает, что вероятность битовой ошибки $P_{\text{ОШ}} = 10^{-2}$ для SISO достигается при отношении сигнал-шум $q = 14$ дБ, а для MISO с $G_y = -4,4$ дБ – при $q = 11$ дБ, то есть выигрыш в 3 дБ. Но при малом коэффициенте передачи G_y вероятность ошибки в MISO системе больше, чем в SISO системе. Данный эффект обусловлен потерями части мощности передатчика вследствие снижения коэффициента полезного действия укороченной антенны. В результате суммарная мощность, излучаемая антеннами MISO, оказывается ниже мощности, излучаемой единственной антенной SISO, при условии идентичной подводимой мощности передатчика, разделяемой поровну между антеннами MISO.

Заключение

Применение укороченной антенны в MIMO радиомодемах передачи навигационных поправок демонстрирует потенциал повышения надежности передачи данных и уменьшения проблем, связанных с многолучевым распространением радиосигналов. Использование укороченной антенны позволяет достичь выигрыша по сравнению с SISO при соответствующих отношениях сигнал-шум, что подтверждает перспективность данного подхода для улучшения характеристик радиомодемов передачи навигационных поправок. При этом, выигрыш от применения укороченной антенны совместно с MIMO становится особенно заметным при хорошем отношении сигнал-шум, обеспечивая существенное уменьшение вероятности битовой ошибки. Особенно важно отметить, что применение укороченной антенны в сочетании с MIMO позволяет сохранить компактность устройства, что критически важно в условиях ограниченного пространства радиомодема. Дальнейшее повышение эффективности MIMO модема может быть достигнуто путем перераспределения мощности передатчика между антеннами. Это позволит компенсировать потери мощности, вызванные низким коэффициентом передачи укороченной антенны, и обеспечить оптимальное использование доступной энергии для минимизации вероятности ошибки, особенно в условиях низкого отношения сигнал-шум.

Библиографический список

1. Методы спутникового и наземного позиционирования. Перспективы развития технологий обработки сигналов / ред. Д. Дардари, Э. Фаллетти, М. Луизе. – Москва: Техносфера, 2012. – 528 с.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – 3-е изд., перераб. – Москва: Радиотехника, 2005. – 688 с.: ил.
3. Скляр, Б. Цифровая связь : Теоретические основы и практическое применение / пер. с англ. Грозы Е.Е. [и др.]. 2-е изд., испр. Москва : Вильямс, 2007. – 1099 с.
4. Ротхаммель, К. Антенны. В 2 т. Т. 1. / К. Ротхаммель, А. Кришке. – Москва: Данвел, 2005. – 416 с.: ил.
5. Руководство пользователя SATELLINE-3AS NMS, Epic NMS, VHF – Сало, Финляндия, 2014. – URL: https://satel-russia.com/wpcontent/uploads/2017/12/SATELLINE_3AS_NMS_VHF_V6_RU.pdf?ysclid=m4y3wypv8444532705
6. 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. – P. 151-154.
7. Бакулин, М. Г. Технология MIMO: принципы и алгоритмы/ М. Г. Бакулин, Л. А. Варукина, В. Б. Крейнделлин. – Москва: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с.: ил.
8. MIMO System Technology for Wireless Communications / Edited by George Tsoulos. – USA, FL, Boca Raton: CRC Press, 2006. – 378 p.
9. Jankiraman M. Space-Time Codes and MIMO systems / M. Jankiraman. – USA, MA: rtech House, 2004. – 327 p.
10. Паршин, Ю. Н. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех: учеб. пособие / Ю. Н. Паршин. – Москва: КУРС, 2023. – 200 с.
11. 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.
12. 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.

УДК 621.391.82; ГРНТИ 47.47

ВЛИЯНИЕ РАЗРЯДНОСТИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ НА КАЧЕСТВО ПОДАВЛЕНИЯ КОМПЛЕКСА ПОМЕХ

К.В. Буй

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, buiquocvuong213@gmail.com*

Аннотация. Статья рассматривает влияние разрядности цифровых систем на эффективность подавления помех в задачах обработки сигналов. Приводится анализ процессов квантования, генерируемого квантующего шума и его влияния на качество фильтрации и подавления помех. Описываются математические модели для оценки отношения сигнал-помеха и влияние различных разрядностей на точность вычислений и сохранение полезной информации.

Ключевые слова: разрядность, оптимальный алгоритм, пространственный компонент, временный компонент, комплекс помех, широкополосная помеха, узкополосная помеха.

THE EFFECT OF DIGITAL SYSTEM BIT DEPTH ON THE QUALITY OF COMPLEX INTERFERENCE SUPPRESSION

Q.V. Bui

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, buiquocvuong213@gmail.com*

The summary. The article examines the impact of digital system bit depth on the efficiency of interference suppression in signal processing tasks. An analysis of quantization processes, quantization noise generation, and its effect on filtering quality and interference suppression is provided. Mathematical models for estimating the signal-to-noise ratio are described, along with the influence of different bit depths on computational accuracy and the preservation of useful information.

Keywords: bit depth, optimal algorithm, spatial component, temporal component, interference complex, broadband interference, narrowband interference.

Введение

Современные цифровые системы широко применяются для фильтрации сигналов и подавления помех в радиолокационных системах, телекоммуникациях и радионавигации. Одним из критически важных параметров этих систем является разрядность чисел, которая определяет количество битов, используемых для представления числовых значений сигналов. Разрядность влияет на точность представления сигналов и помех, эффективность фильтрации и подавления интерференций. В реальной помеховой обстановке присутствует комплекс помех, включающий как широкополосные, так и узкополосные компоненты, что усложняет процесс подавления и требует учета влияния разрядности на качество обработки [1-3]. Понимание того, как разрядность системы влияет на обработку сигналов, позволяет проектировать более эффективные цифровые фильтры и улучшать устойчивость систем к шумам.

Целью данной работы является исследование влияния разрядности цифровых систем на эффективность подавления комплекса помех в задачах обработки сигналов. В исследовании рассматриваются процессы квантования, порождаемый ими квантовый шум и их влияние на точность вычислений. Особое внимание уделяется анализу широкополосных и узкополосных помех, а также влиянию различных разрядностей на сохранение полезной информации в сигнале. На основе полученных результатов формулируются рекомендации по выбору оптимальной разрядности, обеспечивающей баланс между точностью обработки сигналов и вычислительными затратами.

Постановка задачи

При преобразовании аналогового сигнала в цифровую форму используется аналого-цифровой преобразователь (АЦП), который выполняет квантование — округление значений сигнала до ближайшего целого значения, которое задано разрядностью двоичной системы квантования [4].

Шаг квантования h определяется выражением:

$$h = \frac{A_{\max}}{2^B - 1},$$

где A_{\max} — диапазон значений сигнала, B — разрядность системы.

Чем больше разрядность B , тем меньше шаг квантования, что обеспечивает более точное представление значений сигнала. Ошибка квантования равна разности между реальным значением сигнала и его квантованным значением. Эта ошибка рассматривается как случайный шум, при увеличении разрядности ошибка квантования уменьшается, что снижает уровень квантового шума.

При умножении двоичных чисел разрядность результата увеличивается, что необходимо учитывать при обработке данных. Если оба множителя имеют разрядность B бит, то произведение в общем случае может занимать до $2B$ бит [4]. Это связано с тем, что максимальное значение результата удваивается при каждом умножении.

Для минимизации потерь информации в цифровых процессорах часто используют внутреннюю разрядность, превышающую разрядность входных данных. Например, при обработке 2-битных чисел можно временно расширять разрядность цифрового процессора до 4 бит перед выполнением усечения. Это позволяет более точно сохранять результат перед округлением или дальнейшими вычислениями.

Моделирование пространственно-временной обработки с учетом влияния разрядности

Рассмотрим различные варианты архитектур цифрового процессора:

- 1) квантуется только входной сигнал,
- 2) квантуется сигнал и весовые коэффициенты,
- 3) квантуется сигнал, весовые коэффициенты и результат обработки,
- 4) квантуется сигнал, весовые коэффициенты и результат каждой операции обработки.

ки.

На рисунке 1 представлен пример структурной схемы компенсатора комплекса помех с квантованием только входного сигнала.

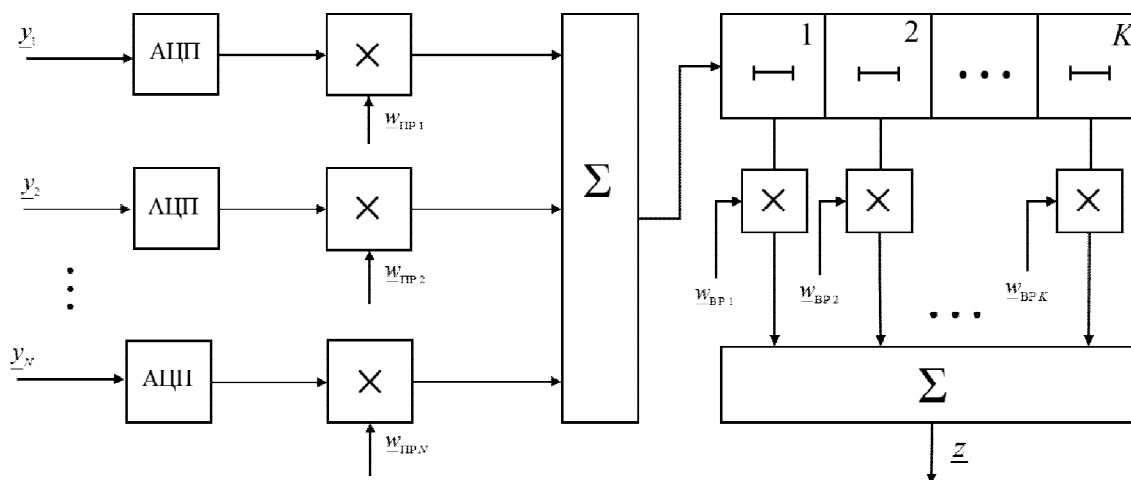


Рис. 1. Структурная схема примера компенсатор комплекса помех

Анализ эффективности обработки производится методом компьютерного моделирования. Для оценки влияния разрядности на подавление помех разработана компьютерная модель квантования сигналов, а также алгоритм пространственно-временной обработки сигнала. В данной работе исследуется случай, когда квантуется только входной сигнал и когда квантуются сигнал, весовые коэффициенты. В модели примем следующие значения: антенная решетка из 4 элементов эквидистантная, расстояние между элементами $\frac{\lambda}{2}$, сигнал с постоянным знаком расположен в направлении $\gamma_s = 0^\circ$; отношение сигнал-шум $q_s = 1$ дБ. Широкополосная помеха расположена в направлении $\gamma_{wb} = 20^\circ$, отношение широкополосная помеха-шум $q_{wb} = 20$ дБ. Узкополосная помеха распределена равномерно в секторе углов $\gamma_{nb1} = 30^\circ$ до $\gamma_{nb2} = 40^\circ$; отношение узкополосная помеха-шум $q_{nb} = 20$ дБ.

В работе используем равномерное амплитудное квантование, округление вниз. При аналого-цифровом квантовании входного сигнала диапазон значений A_{\max} определяется уровнем $3\sigma_\gamma$, поскольку помехи имеют гауссовское распределение, где $\sigma_\gamma = \sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_{wb}^2 + \sigma_{nb}^2 + \sigma_{\text{noise}}^2}$, σ — это стандартное отклонение случайной величины. При значениях входного сигнала больше A_{\max} на выходе АЦП выдаются A_{\max} . Аналогично проводится квантование для отрицательных значений входного сигнала.

В модели используем оптимальный алгоритм подавления комплекса помех с разделением на пространственные и временные компоненты [5, 6]. Для вычисления оценки выходного отношения сигнал-помеха используется следующая формула [7]:

$$\hat{q} = \frac{\hat{m}_z^2}{\hat{D}_z},$$

где \hat{m}_z — оценка математического ожидания выходного сигнала, \hat{D}_z — оценка дисперсии выходного сигнала. Для расчёта оценок математического ожидания и дисперсии выходного сигнала применяется усреднение по ансамблю из N_{ex} реализаций, что позволяет получить статистически обоснованные значения данных характеристик:

$$\hat{m}_z = \frac{1}{N_{\text{ex}}} \sum_{n=1}^{N_{\text{ex}}} z(n),$$

$$\hat{D}_z = \frac{1}{N_{\text{ex}}} \sum_{n=1}^{N_{\text{ex}}} (z(n) - \hat{m}_z)^2 = \frac{1}{N_{\text{ex}}} \sum_{n=1}^{N_{\text{ex}}} z^2(n) - \hat{m}_z^2.$$

На рисунках 2, 3, 4 представлены зависимости отношения сигнал-помеха на выходе системы при различных архитектурах цифрового процессора.

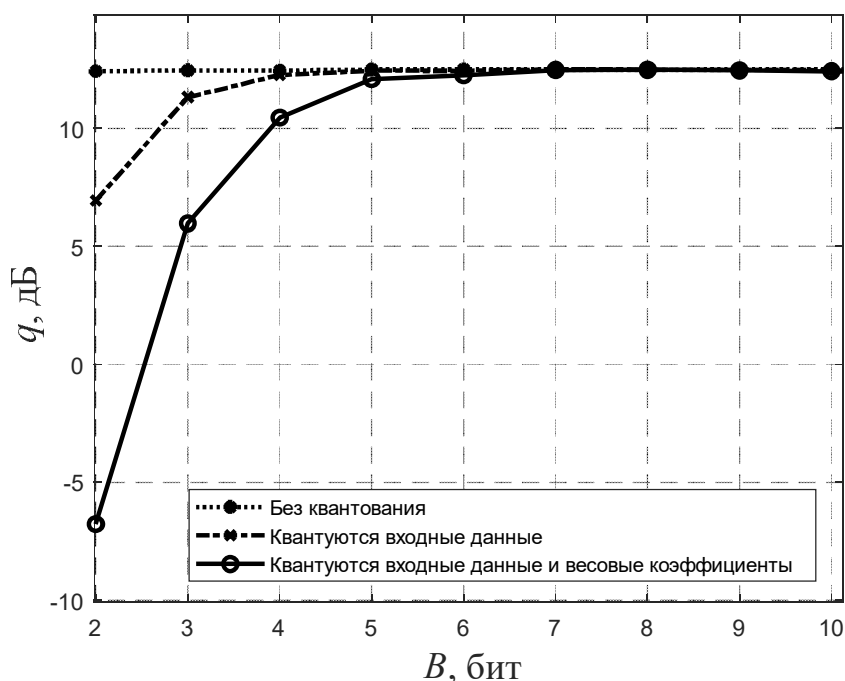


Рис. 2. Зависимость отношения сигнал-помеха на выходе системы от разрядности цифрового процессора при разных способах квантования

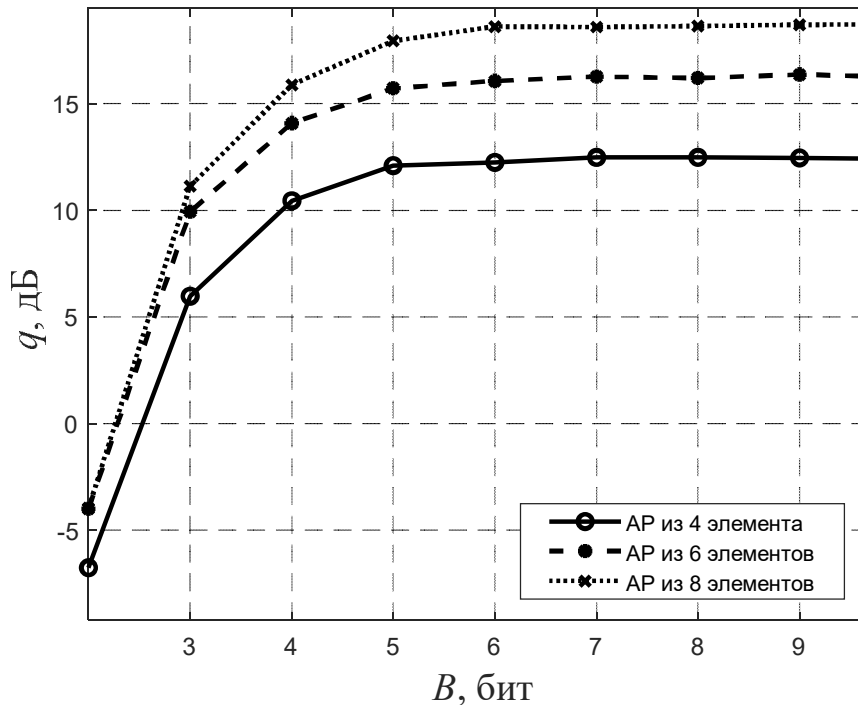


Рис. 3. Зависимость отношения сигнал-помеха на выходе системы от разрядности цифрового процессора при разном количестве элементов AP

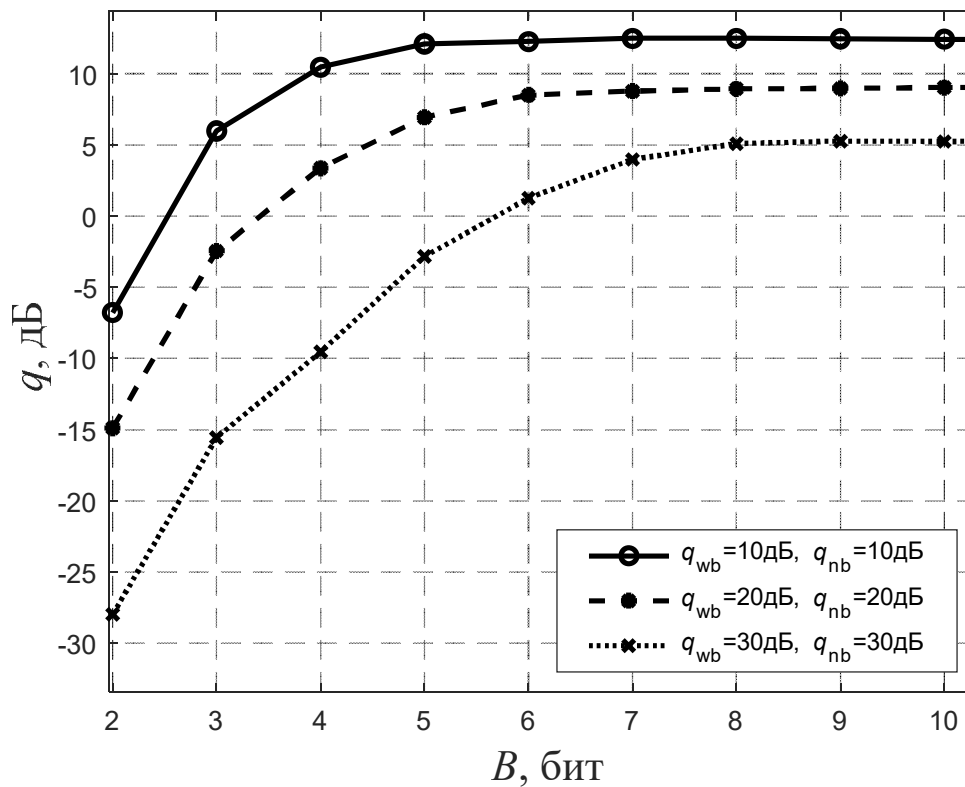


Рис. 4. Зависимость отношения сигнал-помеха на выходе системы от разрядности цифрового процессора при разных уровнях мощности помех

Выводы

Увеличение числа операций квантования приводит к росту ошибок квантования, что отрицательно влияет на выходное отношение сигнал-помеха. Однако это способствует упрощению реализации цифровых систем, что особенно важно для высокоскоростной обработки данных. Проведенный анализ показал, что для рассматриваемых методов квантования разрядность в 8 бит является достаточной для обеспечения требуемой точности при фильтрации сигналов и подавлении помех. Это позволяет достичь оптимального компромисса между точностью вычислений, устойчивостью к помехам и вычислительными затратами. При увеличении мощности комплекса помех требуемая разрядность возрастает приблизительно на 1 бит на каждые 10 дБ.

Библиографический список

1. Сосулин Ю. Г. Методы оптимальной обработки сигналов на фоне комплекса помех // Радиотехника и электроника. 1982. Т.27. № 6. С. 1171-1181.
2. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1992. 304 с.
3. Сосулин Ю. Г., Костров В. В., Паршин Ю. Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. 632 с.
4. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. 3-е изд. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 768 с.
5. Паршин Ю. Н., Буй К. В. Эффективность алгоритмов обработки сигналов с разделением на пространственный и временной компоненты на фоне комплекса помех // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2024, вып. 3(55). С. 43-52.
6. Parshin Yu., Bui. Q. V. Linear Optimal Signal Processing in the Presence of Narrowband and Wideband Spatio-Temporal Interference Complex. 2024 // 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). 2024. Pp. 1-6.
7. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решётки. М.: Радио и связь, 1986. 448с.

УДК 621.391.8; ГРНТИ 47.05

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛА НА КОЭФФИЦИЕНТ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХИ

Ю.Н. Паршин, Н.А. Шашин

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

Аннотация. В работе рассматривается возможность использования поляризационных характеристик при выполнении задач подавления помех. Проводится анализ поляризационных характеристик, их влияния на отношение сигнал-помеха. Рассмотрено взаимовлияние коэффициентов эллиптичности сигнала и помехи, угла пространственной ориентации осей эллипсов сигнала и помехи, и направления вращения вектора напряженности электрического поля при выполнении задач поляризационной селекции. Построены графики зависимостей отношения сигнал-помеха от поляризационных характеристик. Показана возможность использования поляризационных характеристик принятых сигналов для селекции при выполнении задач подавления помех. Определен диапазон изменения значений поляризационных характеристик для наиболее эффективной селекции, а также имеющий наименьшее влияние на отношение сигнал-помеха.

Ключевые слова: поляризационная селекция, поляризационные характеристики, коэффициент эллиптичности, поляризационный коэффициент, отношение сигнал-помеха, угол пространственной ориентации эллипса поляризации.

ANALYSIS OF THE EFFECT OF SIGNAL POLARIZATION CHARACTERISTICS ON THE NOISE REDUCTION COEFFICIENT

Yu.N. Parshin, N.A. Shashin

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, nshashin@yandex.ru

The summary. The paper considers the possibility of using polarization characteristics to perform interference suppression tasks. The polarization characteristics and their effect on the signal-to-noise ratio are analyzed. The mutual influence of the coefficients of ellipticity of the signal and interference, the angle of spatial orientation of the axes of the ellipses of the signal and interference, and the direction of rotation of the electric field strength vector when performing tasks of polarization selection are considered. Graphs of the signal-to-noise ratio dependences on the polarization characteristics are constructed. The possibility of using the polarization characteristics of the received signals for selection when performing interference suppression tasks is shown. The range of changes in the values of the polarization characteristics is determined for the most effective selection, as well as having the least effect on the signal-to-noise ratio.

Keywords: polarization selection, polarization characteristics, ellipticity coefficient, polarization coefficient, signal-to-noise ratio, angle of spatial orientation of the polarization ellipse.

Введение

Современные условия применения устройств приема радиосигналов характеризуются воздействием различных источников мешающих сигналов. Источники помеховых сигналов по своей природе бывают как естественного, так и искусственного происхождения, параметры помех как правило неизвестны. В данных условиях прием радиосигналов и выделение информации, содержащейся в амплитуде, частоте, задержке по времени, угла направления прихода, могут быть затруднены. При этом полезная информация может также содержаться и в поляризационных характеристиках принимаемых сигналов. При отсутствии априорной сведений поляризационные свойства могут быть получены из измеренных значений принимаемых радиосигналов, излученных и принятых на двух ортогональных поляризациях [1].

Использование деполяризующих свойств среды распространения, а также изменения направления вектора поляризации в среде распространения может значительно повысить информационную способность радиосистемы.

Для наиболее полного использования поляризационных свойств сигнала и помех необходимо решить следующие задачи:

- организовать излучение и прием сигналов на ортогональных поляризациях, например, горизонтальной и вертикальной;
- иметь возможность различать компоненты поляризационного базиса излученной и принятых радиоволн для дальнейшей интерпретации измеренных значений.

Выбор способа реализации излучения и приема пар ортогонально поляризованных сигналов определяет подходы к проектированию поляризационной радиотехнической системы, в том числе двухканальной радиосистемы, работающей на прием и на передачу, режимов ее работы, временной диаграммы [2]. Кроме того, одно из главных потенциальных преимуществ радиосистемы с полным поляризационным приемом по сравнению с приемом на одной линейной поляризации является ее высокая помехоустойчивость. Такая радиосистема обладает свойствами поляризационной селекции, использующей различия поляризационных характеристик полезного и мешающих сигналов, активных помех или мешающих отражений.

Исследованию поляризационных характеристик сигналов и математическому аппарату их представления посвящены работы [3, 4, 5]. Определение эффективности их дальнейшего практического применения для задач обнаружения объектов и подавления помех возможно после изучения особенностей поляризационных характеристик и их взаимозависимости.

Целью работы является анализ влияния поляризационных характеристик зондирующего и принятого сигналов на отношение сигнал-помеха, а также оценка возможности их использования для селекции при выполнении задач подавления помех.

Постановка задачи

Поляризация является пространственно-временной характеристикой электромагнитной волны и характеризуется проекцией кривой, описываемой за период несущего колебания концом вектора напряженности электрического поля E (далее – вектор E), на плоскость, перпендикулярную направлению распространения волны (рисунок 1). Как правило, говорят об эллиптической поляризации и частных ее случаях – линейной и круговой.

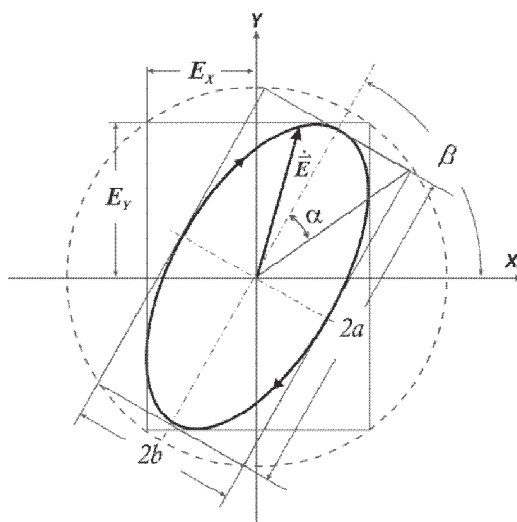


Рис. 1. Эллипс поляризации электромагнитной волны

Пространственная ориентация вектора E при линейной поляризации не изменяется во времени, а поляризационная диаграмма представляет собой прямую линию. При круговой поляризации вектор E имеет постоянную амплитуду и вращается с постоянной угловой скоростью вокруг направления распространения волны с периодом электромагнитного колебания. Модуль вектора E эллиптически поляризованной волны и угловая скорость его вращения изменяется во времени за период вращения.

Поляризационный эллипс описывается следующими параметрами:

- коэффициент эллиптичности сигнала $k_{эс} = a/b \leq 1$,
- угол эллиптичности α , равный половине угла между диагоналями прямоугольника, в который вписан эллипс $\alpha = \arctg k_{эс}$,
- угол пространственной ориентации эллипса поляризации, определяемый значением угла β , образованного осью Ox и большей осью эллипса.

Значение угла эллиптичности α определяет однозначно форму эллипса, а его знак – направление вращения вектора E . Вращение вектора E по часовой стрелке (правое) считается положительным, против часовой (левым) – отрицательным.

Поляризационная селекция основана на выделении отличительных признаков в поляризационной структуре принятых сигналов и их соотносением с параметрами излученной электромагнитной волны. Выбором указанных параметров, а также их спланированным изменением можно добиться как существенного ослабления воздействия помехи со стационарными характеристиками поляризационной структуры, так и улучшения характеристик радиосистемы.

Помеха максимально ослабляется, если линейные поляризации антенны и помехи будут ортогональны, либо будут иметь противоположное вращение вектора E для круговой поляризации, либо сдвинутое на $\pi/2$ положение осей эллипса поляризации для эллиптически поляризованной волны. Поскольку поляризация сигналов может иметь случайный характер и не совпадать с поляризацией помехи, то помеху можно ослабить сильнее, чем сигнал [6], увеличив тем самым отношение сигнал-помеха.

Для подавления помехи могут использоваться различные ее поляризационные особенности. Например, помехи с круговой или линейной поляризацией с углом пространственной ориентации эллипса поляризации 45° воздействуют на радиосистему с любой линейной поляризацией – горизонтальной или вертикальной [7]. При этом, предусмотрев отдельный поканальный прием, подобные помехи могут быть скомпенсированы за счет взаимной корреляции ее поляризационных вертикальной и горизонтальной составляющих.

Любой приемный антенно-фидерный тракт является поляризационным селектором, так как его поляризационная диаграмма направленности остается одинаковой и на прием и на передачу, причем наилучшим образом принимаются волны той поляризации, которой характеризуются излучаемые волны. Таким образом, антенно-фидерное устройство ведет себя как поляризационный селектор при приеме волн различной поляризации.

Согласование поляризационных параметров принимаемого сигнала и приемной антенны влияют на мощность, выделяемую в нагрузку антенны. Потери мощности принимаемой волны произвольной поляризации, принято оценивать поляризационным коэффициентом γ_{Π} , который представляет собой отношение мощности сигнала, реально поступающей на вход приемника, к максимальному значению входной мощности при согласовании поляризационных характеристик принимаемого сигнала и приемной антенны [5].

Поляризационный коэффициент определяется выражением [6]

$$\gamma_{\Pi} = \frac{1}{2} \left(1 \pm \frac{4k_{\text{ЭС}}k_{\text{ЭА}} + (1 - k_{\text{ЭС}}^2)(1 - k_{\text{ЭА}}^2) \cos 2\beta}{(1 + k_{\text{ЭС}}^2)(1 + k_{\text{ЭА}}^2)} \right),$$

где $k_{\text{ЭА}}$ – коэффициент эллиптичности антенны;

$k_{\text{ЭС}}$ – коэффициент эллиптичности принимаемого сигнала;

β – угол между большими осями эллипсов поляризации антенны и принимаемого сигнала.

Знак «+» соответствует одинаковому вращению поляризации принимаемого сигнала и поляризации антенны, а знак «-» соответствует противоположному их значению.

В случае согласования антенны с поляризационной структурой падающей волны γ_{Π} равен единице. При ортогональном расположении осей эллипсов принимаемого сигнала и антенны, и противоположном вращении векторов E имеем полное подавление принимаемого сигнала $\gamma_{\Pi} = 0$. В случае излучения эллиптически поляризованных волн и согласования антенно-волноводного тракта с поляризационными параметрами принимаемого сигнала можно, используя различие поляризационных структур сигнала и помехи, повысить отношение сигнал-помеха на выходе антенны по сравнению с их отношением на входе.

Если приемный антенно-фидерный тракт является устройством, точно согласованным по поляризации с полезным сигналом, отношение мощностей сигнала $P_{\text{С}}$ и помехи P_{Π} на выходе поляризационного селектора при условии равенства мощностей помехи и сигнала в раскрытии антенны определяется отношением сигнал-помеха [6]:

$$q = \frac{P_{\text{С}}}{P_{\Pi}} = \frac{1}{\gamma_{\Pi}}.$$

По результатам расчетов были построены графики (рисунки 2, 3, 4) зависимостей отношения сигнал-помеха от коэффициентов эллиптичности $k_{ЭП}$ и $k_{ЭС}$ и угла β при одинаковом и противоположном направлениях вращения векторов напряженности электрического поля.

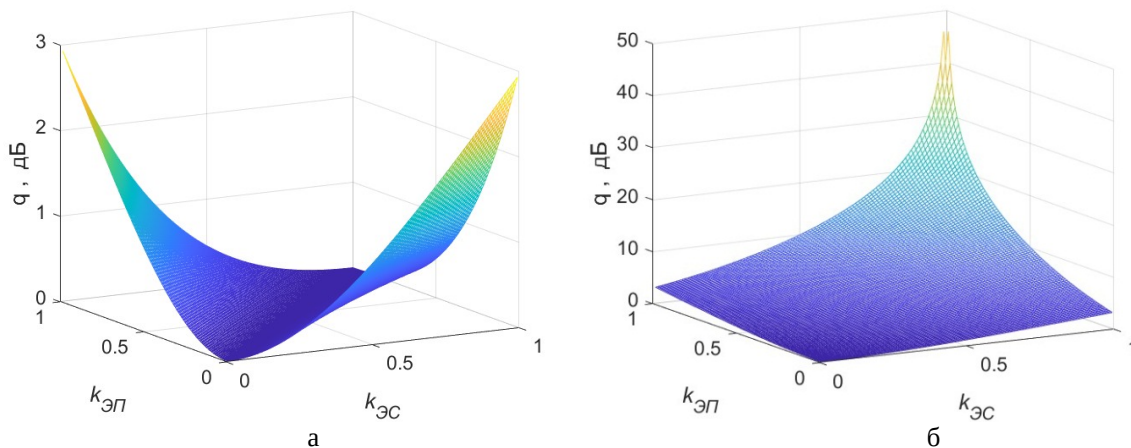


Рис. 2. Графики зависимости отношения сигнал-помеха от коэффициентов эллиптичности $k_{ЭП}$ и $k_{ЭС}$

при $\beta=0^\circ$:

а) – при одинаковом вращении векторов E ,

б) – при противоположном направлении вращения векторов E

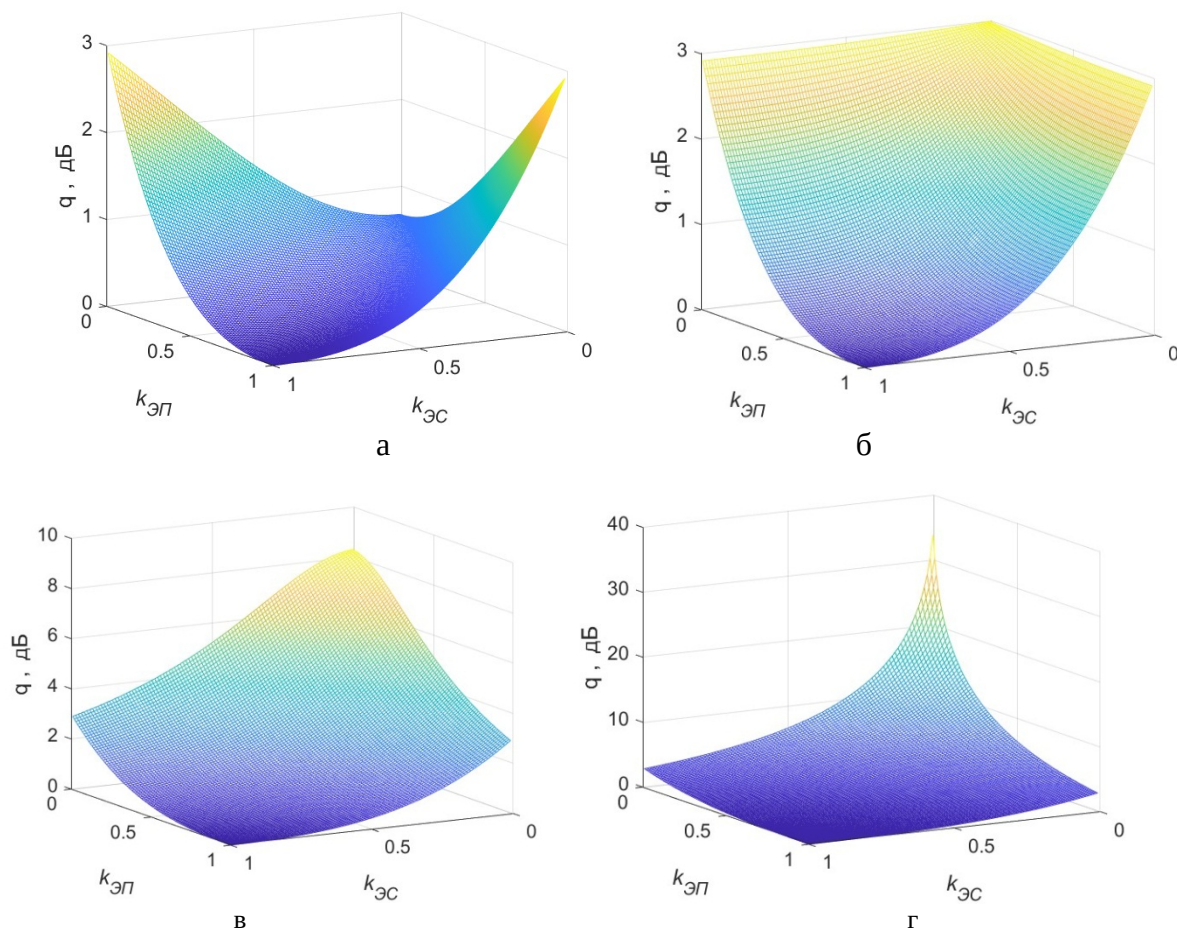


Рис. 3. Графики зависимости отношения сигнал-помеха от коэффициентов $k_{ЭП}$ и $k_{ЭС}$ при изменении угла β при одинаковом вращении векторов E : а) – $\beta=\pi/4$, б) – $\beta=\pi/2$, в) – $\beta=3\pi/4$, г) – $\beta=\pi$

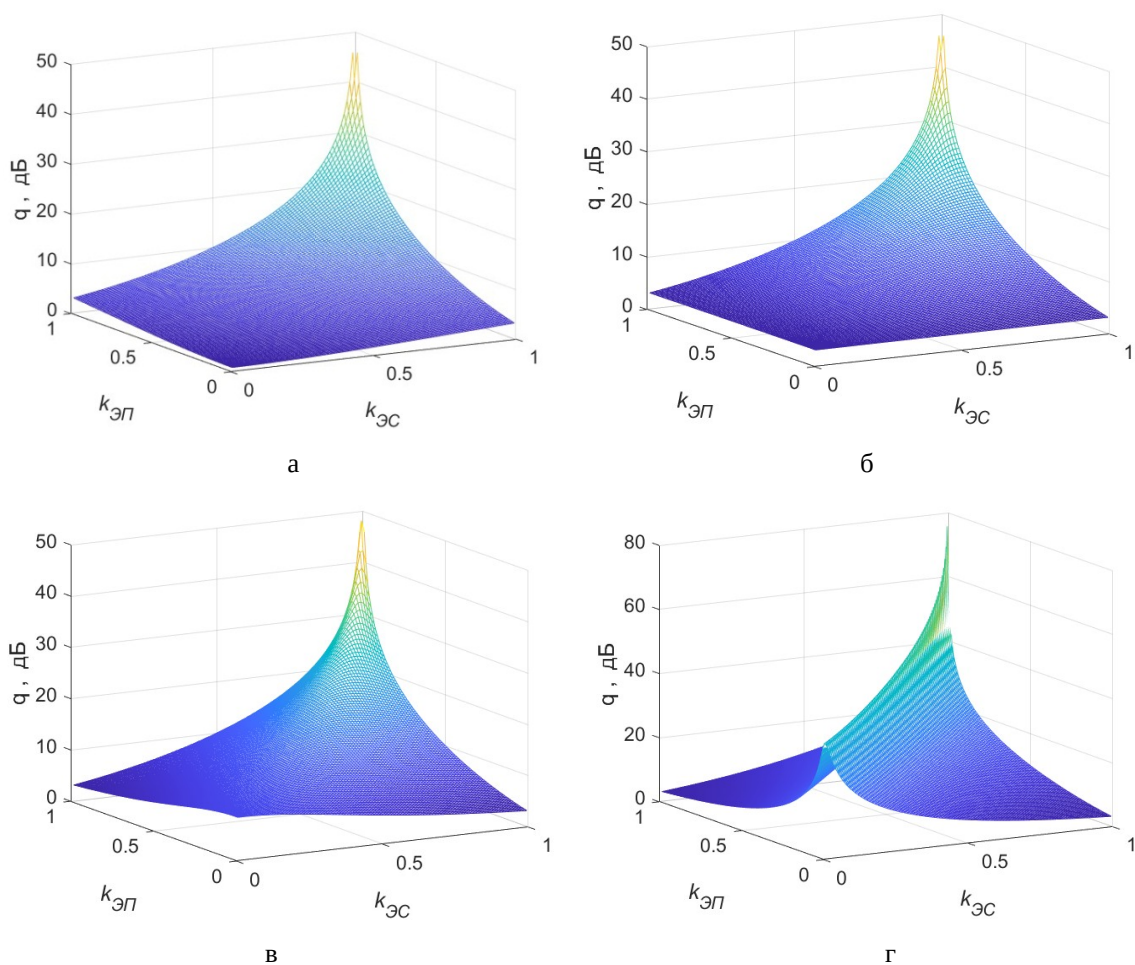


Рис. 4. Графики зависимости отношения сигнал-помеха от коэффициентов $k_{ЭП}$ и $k_{ЭС}$ при изменении угла β при противоположном вращении векторов E :
 а) – $\beta=\pi/4$, б) – $\beta=\pi/2$, в) – $\beta=3\pi/4$, г) – $\beta=\pi$

Анализ графиков, представленных на рисунках 2, 3, 4 показал, что при одинаковом вращении векторов E наилучшего значения отношения сигнал-помеха можно добиться при наибольшей разнице значений коэффициентов эллиптичности $k_{ЭП}$ и $k_{ЭС}$. С ростом значения угла β наблюдается выраженный рост отношения сигнал-помеха q : на интервале значений β от $\pi/4$ и $\pi/2$ отношение сигнал-помеха принимает значения до 3 дБ, а при дальнейшем увеличении угла β до $3\pi/4$ и π – до 8,3 дБ и 33 дБ соответственно.

Стоит отметить, что чем ближе значения $k_{ЭП}$ и $k_{ЭС}$ к единице, тем меньше отношение сигнал-помеха, а при угле $\beta=0$ и равенстве коэффициентов эллиптичности q принимает минимальные значения. Таким образом наиболее выраженными свойствами селекции при одинаковом вращении векторов E будут при ортогональных линейных поляризациях сигнала и помехи.

При противоположном вращении векторов E и угле $\beta=0$ рост q наблюдается с одновременным увеличением коэффициентов $k_{ЭП}$ и $k_{ЭС}$, причем при приближении их значений к единице отношение сигнал-помеха увеличивается и стремится к 39,9 дБ. Данный характер зависимости соблюдается и при увеличении угла β . При углах $\pi/4$, $\pi/2$, $3\pi/4$, и при β стремящемся к π , отношение сигнал-помеха принимает значения 40 дБ, 42,9 дБ, 48,3 дБ, и до 80 дБ соответственно.

Графики зависимостей отношения сигнал-помеха от угла β при одинаковом и противоположном направлениях вращения векторов E приведены на рисунках 5, 6.

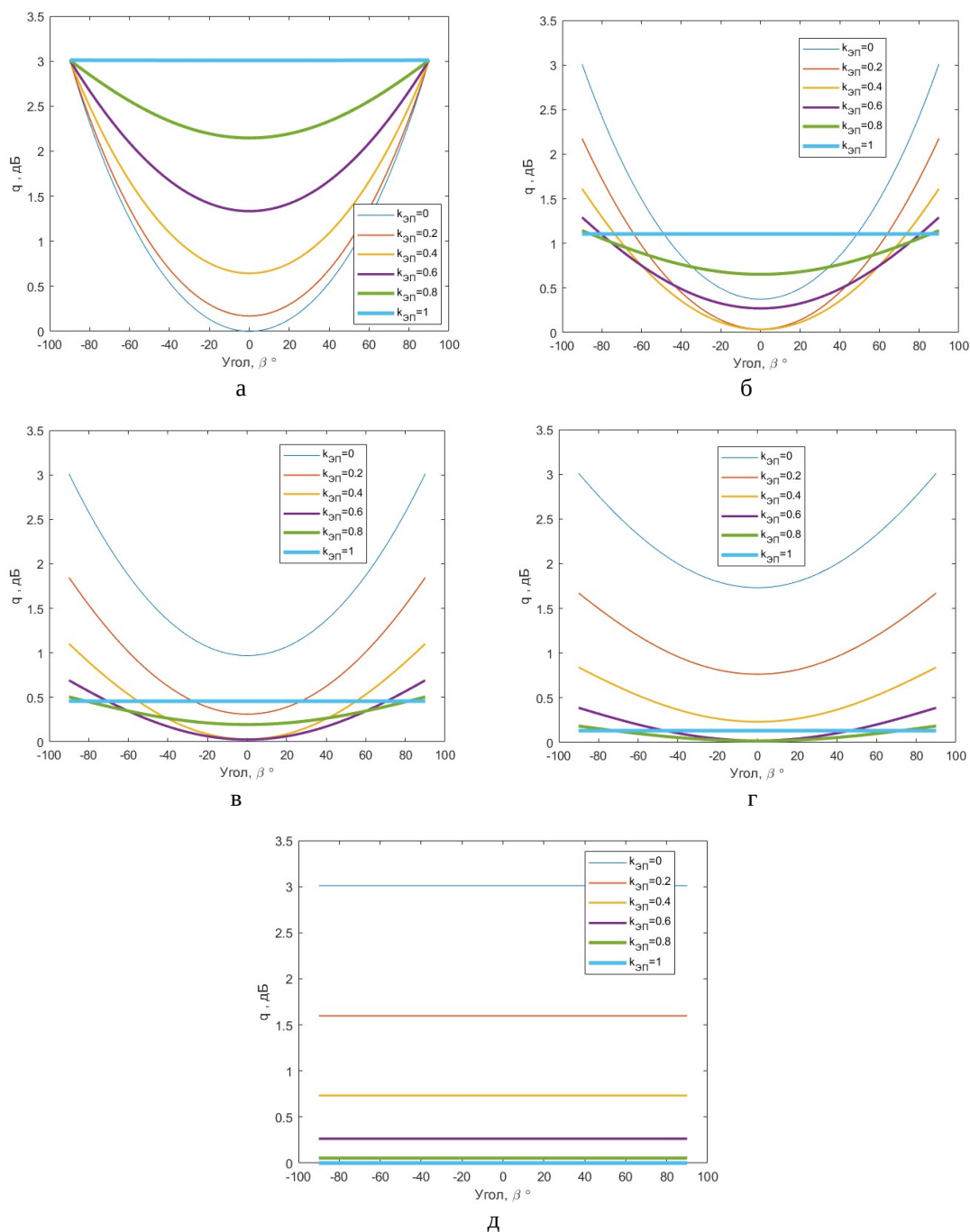


Рис. 5. Графики зависимости отношения сигнал-помеха от угла β при различных значениях при одинаковом направлении вращения векторов поляризации:

а) – $c=0$; б) – $k_{\text{эс}}=0,3$; в) – $k_{\text{эс}}=0,5$; г) – $k_{\text{эс}}=0,7$; д) – $k_{\text{эс}}=1$

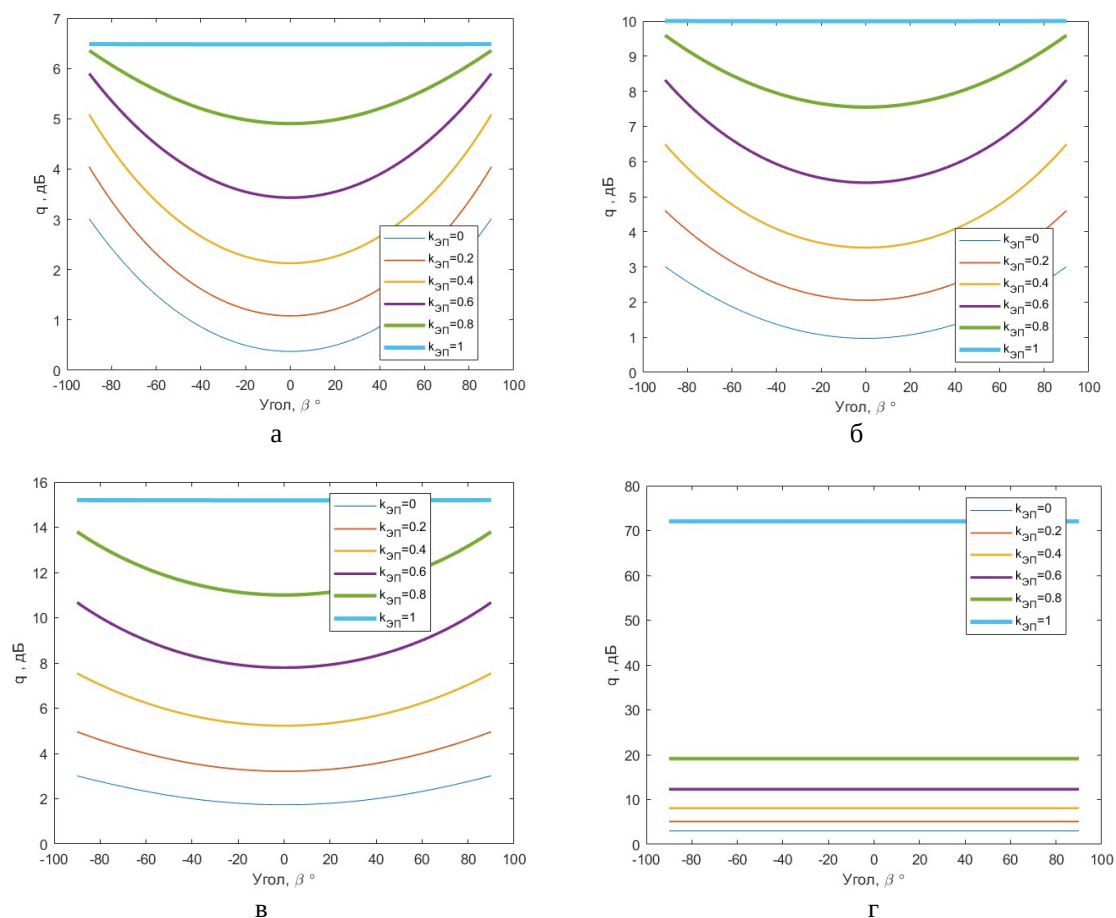


Рис. 6. Графики зависимости отношения сигнал-помеха от угла β при различных $k_{\text{ЭП}}=0,3, 0,5, 0,7, 1$ при противоположном направлении вращения векторов поляризации

Анализ графиков, представленных на рисунках 5, 6 показал, что с увеличением значений $k_{\text{ЭП}}$ и $k_{\text{ЭС}}$, стремящихся к единице, значения отношения сигнал-помеха становятся инвариантными к изменению угла β . Различие состоит в том, что при одинаковом вращении векторов E значения q уменьшаются, а при противоположном - увеличиваются.

Наибольшая эффективность селекции с учетом изменения пространственного положения осей эллипсов сигнала и помехи достигается при противоположном направлении вращения векторов E с увеличением значений $k_{\text{ЭП}}$ и $k_{\text{ЭС}}$. При одинаковом вращении векторов селекция эффективна при небольших значениях $k_{\text{ЭП}}$ и $k_{\text{ЭС}}$ и растет с увеличением угла β .

Селекция с использованием поляризационных характеристик может быть эффективно применена с целью подавления помехи, причем воздействующей не только по боковым, но и по главному лепестку диаграммы направленности антенны, и, при определенных условиях, обнаруживать сам помехоноситель.

Заключение

В ходе проделанной работы проведены анализ основных поляризационных характеристик, анализ выражения отношения сигнал-помеха, установлена его связь с параметрами поляризации излученной и принятой волн.

Анализ отношения сигнал-помеха проводился при условии согласования поляризационных характеристик излученного и принятого сигналов. Построены графики зависимостей отношения сигнал-помеха от коэффициентов эллиптичности, пространственного положения

осей эллипсов сигнала и помехи и направления вращения вектора напряженности электрического поля.

Проведенное исследование показало возможность использования поляризационных характеристик принятых сигналов для селекции при выполнении задач подавления помех. Определен диапазон изменения значений поляризационных характеристик для наиболее эффективной селекции, а также имеющий наименьшее влияние на отношение сигнал-помеха.

Библиографический список

1. Поляризационный подход к развитию бортовых РЛС/ Татарников С.Ю. // Восьмая научно-практическая конференция молодых ученых и специалистов АО «ГРПЗ»: сборник научных статей. Рязань. - 2022. – С.18-26.
2. Повышение информационной способности принятых сигналов за счет применения поляризации/ Н.А. Шашин // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXIX Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. Т.2. 2024. – С.104-106.
3. Татаринцов В.Н., Татаринцов С.В., Лигтхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Т.1. Поляризация плоских электромагнитных волн и её преобразования. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2012. – 380 с. (Сер. Поляризация радиоволн. Вып.2. Изд. Второе. Ред. серии А.И. Козлов).
4. Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А. Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов. – М.: Радиотехника, 2005. – 704 с.: ил. (Сер. Поляризация радиоволн. Ред. серии А.И. Козлов).
5. Канарейкин Д. Б., Павлов Н. Ф., Потехин В. А. Поляризация радиолокационных сигналов. – М.: Советское радио, 1966. – 440 с.
6. Защита от радиопомех. Под ред. Максимова М.В./ Авт.: М.В. Максимов, М.П. Бобнев, Б.Х. Кривицкий и др. – М.: Советское радио, 1976. – 496 с.
7. Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск : учебник / В.Н. Тяпкин, А.Н. Фомин, Е.Н. Гарин [и др.] ; под общ. ред. В.Н. Тяпкина. – 2-е изд., перераб. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2016. – 536 с.

УДК 621.383; ГРНТИ 47.35.41

РАЗРАБОТКА МАКЕТА ПРИЁМНОГО И ПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВ С ОПТИЧЕСКИМ КАНАЛОМ СВЯЗИ

Е.А. Сердюков

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, yegor-serdyukov@mail.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются волоконно-оптические системы передачи информации, а также оптические модули, на основе которых они проектируются. Описываются устройства согласования логических уровней для оптических модулей. Проводится моделирование схем устройств согласования в среде MicroCap, включая исследование граничной частоты работы схемы. Приводятся электрические принципиальные схемы приёмной и передающей части макета.

Ключевые слова: волоконно-оптические линии связи (ВОЛС), низковольтная транзистор-транзисторная логика (LVTTL), низковольтная положительная эмиттерно-связная логика (LVPECL), оптические модули.

DEVELOPMENT OF A MODEL OF RECEIVING AND TRANSMITTING DEVICES WITH AN OPTICAL COMMUNICATION CHANNEL

E.A. Serdyukov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, yegor-serdyukov@mail.ru*

The summary. The paper considers fiber-optic information transmission systems, as well as the optical modules on the basis of which they are designed. Logical level matching devices for optical modules are described. The circuits of matching devices in the MicroCap environment are be-

ing modeled, including a study of the circuit's operating frequency. Electrical schematic diagrams of the receiving and transmitting parts of the layout are given.

Keywords: fiber-optic communication lines (FLS), low-voltage transistor-transistor logic (LVTTTL), low-voltage positive emitter-coupled logic (LVPECL), optical modules.

В настоящее время одним из наиболее перспективных и активно развивающихся направлений радиотехники является радиофотоника. Радиофотоника – это научное и техническое направление радиотехники, изучающее стандартные задачи по приему, передаче и обработке сложных сигналов. В качестве несущей частоты для таких сигналов используется оптическое излучение, которое модулируется с помощью радиочастотных сигналов.

В радиофотонных комплексах, так же как и в классических радиотехнических системах различают проводные (закрытые) и беспроводные (открытые) системы передачи информации (рисунок 1). Они отличаются между собой, по сути, средой распространения электромагнитных колебаний несущих в себе информацию [1].

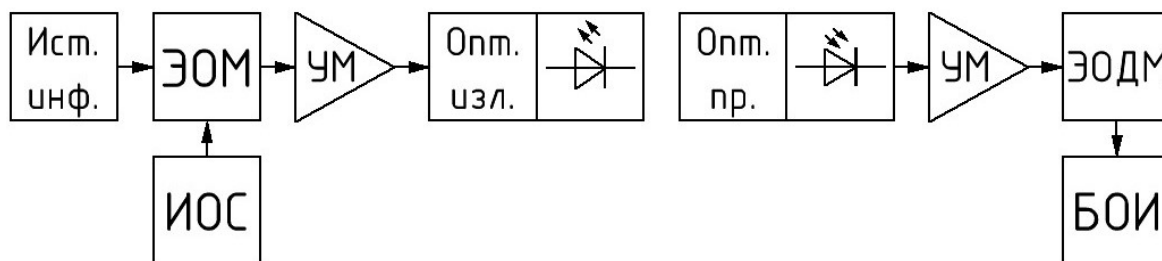


Рис. 1. типовая структурная схема системы оптической связи, ЭОМ – электронно-оптический модулятор, ЭОДМ – электронно-оптический демодулятор, УМ – усилитель мощности, ИОС – источник опорного сигнала, БОИ – блок обработки сигналов

В случае беспроводных систем, средой распространения для оптического излучения может быть воздух, вода или вакуум. Это зависит от того, где конкретно происходит процесс передачи информации, например в толще воды, над поверхностью Земли или в космическом пространстве. Так же помимо основной среды распространения на пути колебаний могут попадаться предметы, сделанные на основе материалов способных в той или иной степени пропускать оптическое излучение, например прозрачный пластик, стекло. При использовании беспроводных фотонных систем передачи информации следует учитывать, что среда распространения для оптического излучения может быть изменчива, поскольку каждый вид материи обладает своим показателем преломления. Это вызывает определённые трудности при фокусировке излучения на приёмную фотонную антенну.

При использовании закрытых фотонных комплексов проблем с фокусировкой излучения на кристалле фотодиода нет, поскольку приёмная и передающая стороны соединены при помощи физического интерфейса с неизменным показателем преломления - оптоволоконного кабеля. Такие системы принято называть волоконно-оптическими линиями связи (ВОЛС) [2].

Использование оптических модулей при проектировании ВОЛС

Основу ВОЛС составляют: оптический излучатель, среда распространения – оптоволокно, фотоприёмник и устройства модуляции/демодуляции оптического излучения. Для построения ВОЛС целесообразно применять оптические модули в отдельном металлическом корпусе (рисунок 2). Внутри таких модулей интегрированы основные составные части ВОЛС. Так приёмный модуль ПОМ-155-3-s-ip-FC-L-1 состоит из двух основных частей: демодулятора излучения и фотоприёмника. Передающий модуль ПРОМ-155-3-ip-FC-L-1 в

свою очередь состоит из: модулятора оптического излучения и излучателя. Между собой два модуля связываются при помощи оптоволоконного кабеля с соответствующим разъёмом FC.

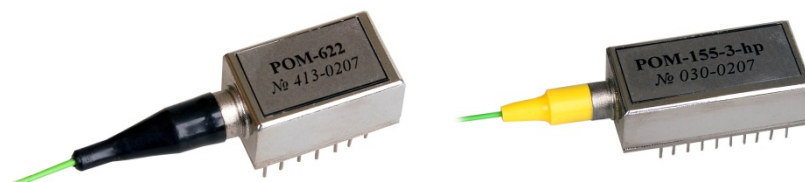


Рис 2. Оптические модули компании ФТИ-оптроник

Логические уровни LVPECL и устройства согласования с ними.

Ряд таких приёмных и передающих оптических модулей рассчитаны на работу с дифференциальными логическими уровнями стандарта LVPECL (от англ. – low voltage positive emitter-coupled logic) (рисунок 3), с целью повышения скорости передачи данных.

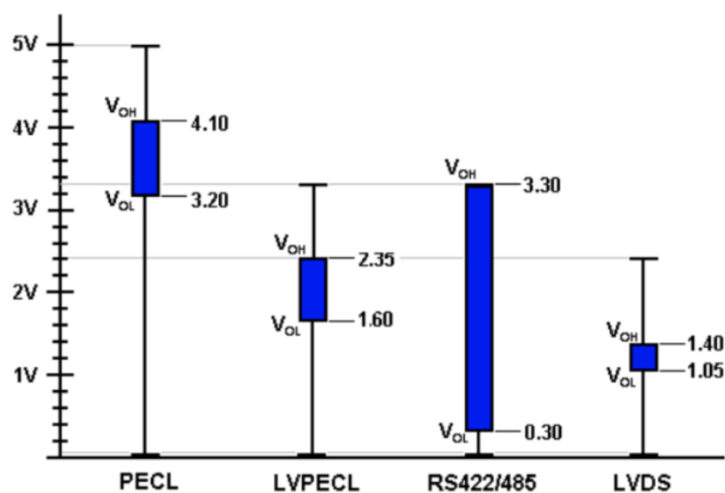


Рис. 3. Логические уровни стандарта LVPECL

Для работы с такими модулями требуются внешние устройства согласования логических уровней – трансляторы [3]. Для передающего модуля требуется схема преобразования логических уровней LVTTTL в LVPECL, а для приёмного модуля нужна схема преобразования логических состояний LVPECL в LVTTTL (от англ. – low voltage transistor-transistor logic) (рисунок 4) соответственно. Таким образом, целью данной работы является разработка и анализ принципиальной схемы транслятора логических уровней для модулей оптической системы передачи информации.

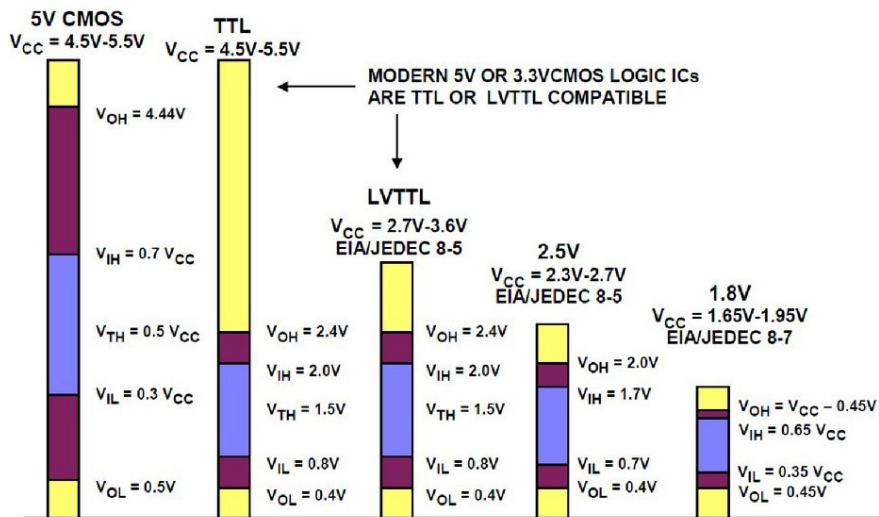


Рис. 4. Логические уровни стандарта LVTTTL

Моделирование схем в среде MicroCap

Модели обоих трансляторов построенных в среде MicroCap были более подробно рассмотрены в рамках научно-исследовательской работы за 2024 год [4, с.159-161]. Переходим к общей модели (рисунок 6), с помощью которой будет оценена работоспособность схем трансляторов, а также будет исследована граничная частота сигнала, при которой различные серии TTL микросхем будут реагировать на входное воздействие.

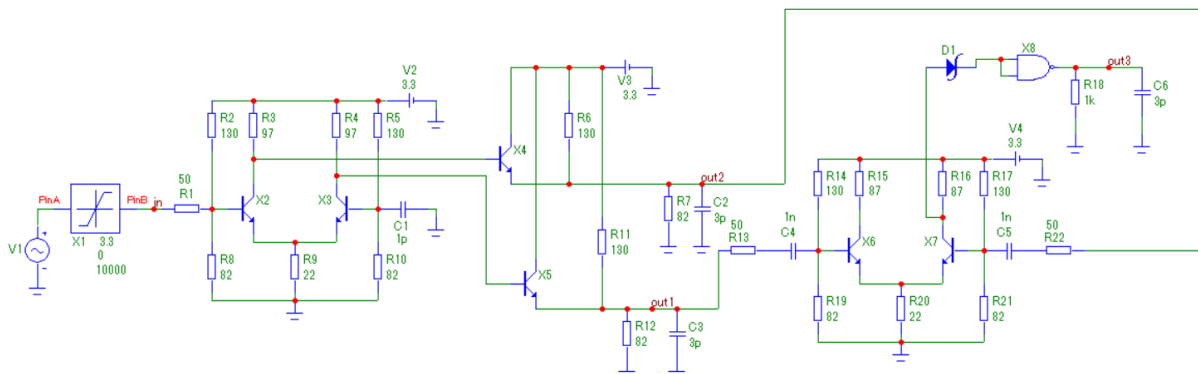


Рис. 6. Модель для проверки работоспособности схем трансляторов

При анализе сигналов во временной области, можно заметить, что при относительно низких частотах порядка 10 МГц (рисунок 7), искажения сигнала на выходе схемы практически нет, логические элементы TTL в штатном режиме откликаются на входное воздействие, проблем в работоспособности схемы не выявлено. Однако при более высоких частотах порядка 40-50 МГц (рисунок 8), заметны искажения прямоугольных импульсов на выходе схемы, которые проявляются в затягивании переднего и заднего фронтов. Это связано с переходными процессами внутри схемы и инерционностью активных приборов входящих в состав интегральных микросхем.

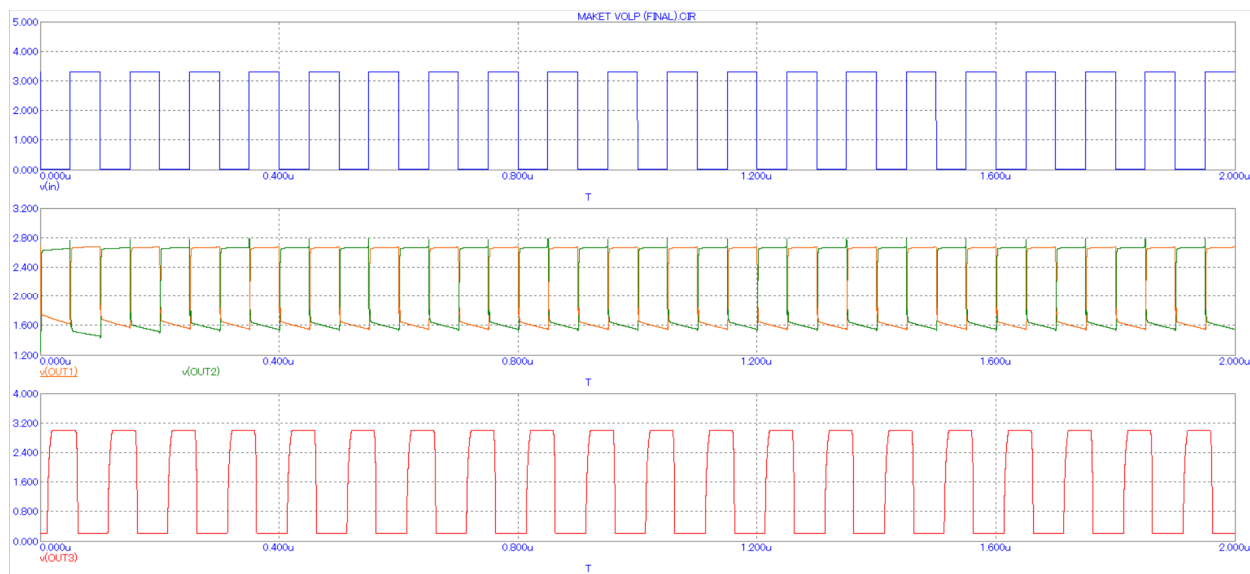


Рис. 7. Работа модели макета на частоте 10 МГц

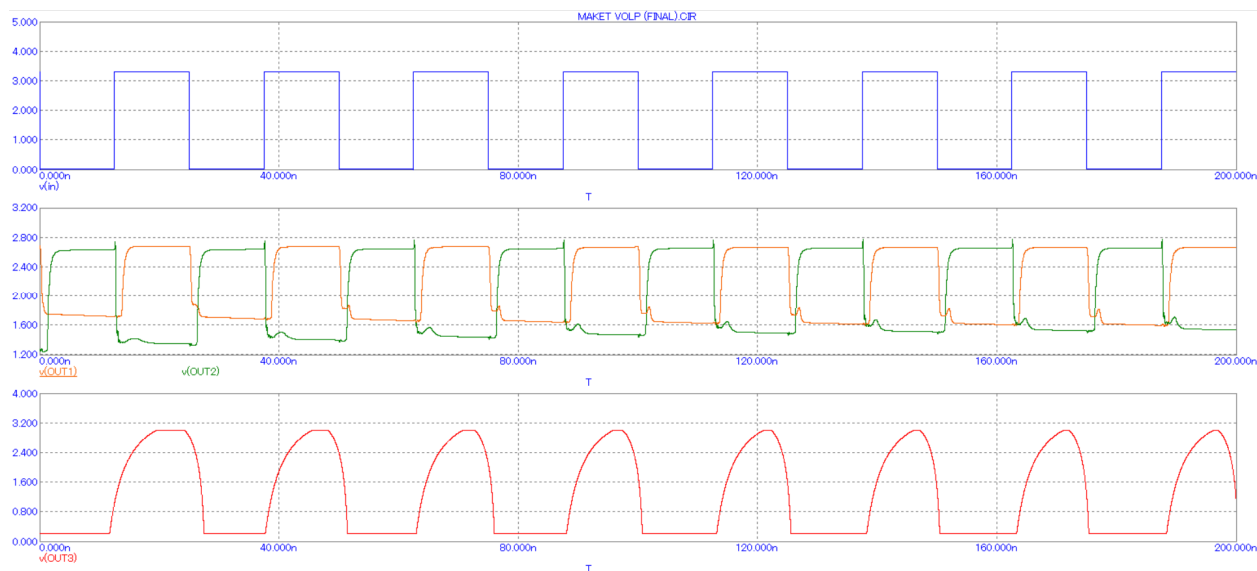


Рис. 8. Работа модели макета на частоте 40 МГц

Электрические принципиальные схемы

Заключительным этапом работы стала разработка и отрисовка электрических принципиальных схем приемной (рисунок 9) и предающей (рисунок 10) части макета. Эти схемы в дальнейшем будут использоваться при создании действующего макетного образца для натурной демонстрации работоспособности системы, а также при защите выпускной квалификационной работы.

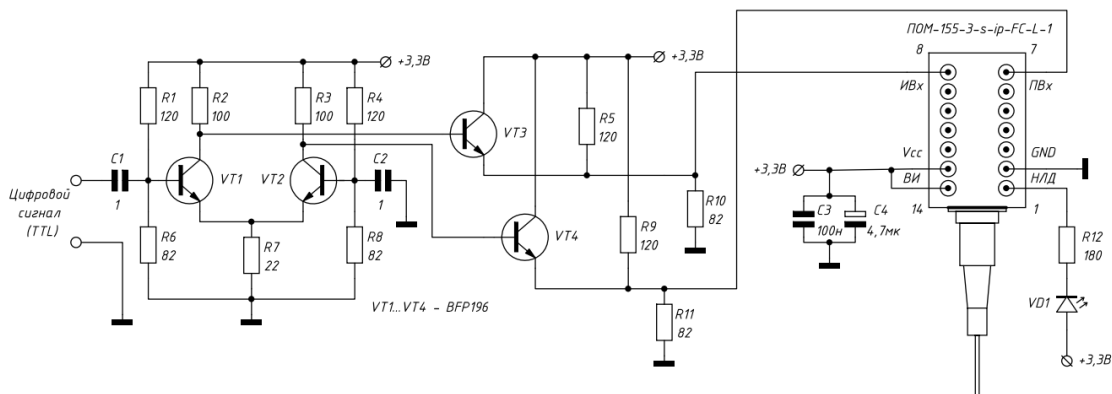


Рис. 9. Схема электрическая принципиальная передающей части макета

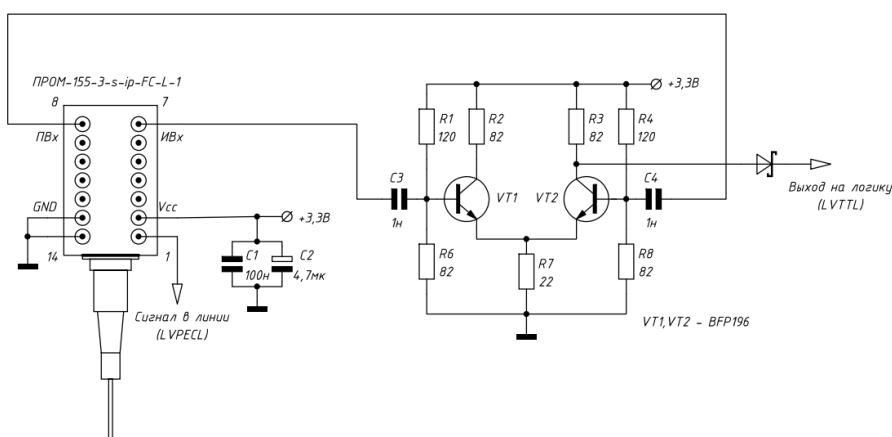


Рис. 10. Схема электрическая принципиальная приёмной части макета

Заключение

Обе схемы трансляторов логических уровней обладают большим запасом по рабочей частоте, что позволяет использовать их совместно с любыми отечественными TTL микросхемами серий К155, К555. Кроме того, схемы трансляторов позволяют использовать оптические модули совместно с БИС, например микроконтроллерами. Результаты моделирования схем приёмной и передающей части макета, а также разработанные электрические принципиальные схемы будут использованы в дальнейшем при написании выпускной квалификационной работы.

Библиографический список

1. Гауэр Дж. Оптические системы связи: Пер. с англ.– М.: Радио и связь. 1989. – 504 с.: ил.
2. Гринёв А.Ю., Наумов К.П., Пресленёв Л.Н., Тигин Д.В., Ушаков В.Н. Оптические устройства в радиотехнике: Учеб. Пособие для вузов / Под ред. В.Н. Ушакова. – М.: Радиотехника, 2005. – 240 с.: ил.
3. Филипп Уиссел (Phillip Wissell) Согласование LVPECL-схем // Электронные компоненты. 2018. № 9. С. 30-33.
4. Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXIX Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. ИП Коняхин А.В., 2024 - 208 с. С. 159-161.

СЕКЦИЯ «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 621.396.49

ЗАЩИТА ОТ ПОМЕХ МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Т.В. Шестакова, Г.Ф. Сорокин

Технический Университет Молдовы,

Республика Молдова, Кишинёв, tatiana.sestacova@sde.utm.md

Аннотация. В статье приводятся результаты исследований по защите многоканальных систем передачи данных с разделением каналов по форме (коду) сигнала от несанкционированного доступа. Предлагается применять в виде кодов расширения, используемых при формировании шумоподобных сигналов в многоканальных системах связи, производные функций Уолша. Проведенный анализ показал, что корреляционные свойства производных функций Уолша, используемых в качестве кодов расширения, имеют значительно лучшие корреляционные характеристики, чем исходные функции Уолша. Обосновано преимущество использования этих сигналов при разработке многоканальных систем CDMA с целью снижения уровня помех множественного доступа и защиты от несанкционированного доступа.

Ключевые слова: CDMA системы, шумоподобный сигнал, код расширения, автокорреляционная функция, производная функция Уолша, производящая функция.

MULTIPLE ACCESS INTERFERENCE PROTECTION IN MULTICHANNEL DATA TRANSMISSION SYSTEMS

T. Sestacova, Gh. Sorochin

Technical University of Moldova,

Republic of Moldova, Chisinau, tatiana.sestacova@sde.utm.md

The summary. The article presents the results of research on the protection of multichannel data transmission systems with channel division by the signal form (code) from unauthorized access. It is proposed to use derivatives of Walsh functions as spreading codes used in the formation of noise-like signals in multichannel communication systems. The analysis showed that the correlation properties of the derivatives of Walsh functions used as spreading codes have significantly better correlation characteristics than the original Walsh functions. It was justified the advantage of using these signals in the development of CDMA systems in order to reduce the interference level of multiple access and protection against unauthorized access.

Keywords: CDMA systems, noise-like signal, spreading codes, autocorrelation function, cross correlation function, Walsh function derivative, generating function.

Известно, что затраты на систему передачи данных зависят от нескольких факторов, включая технологию передачи, характеристики канала связи и тип используемых устройств. В целом, канал связи может быть наиболее затратной частью, особенно если речь идет о дорогих каналах передачи данных, таких как спутниковые или оптоволоконные линии. Поэтому необходимо использовать канал связи наиболее эффективно, а это можно достичь, используя многоканальные системы передачи с различными способами уплотнения (разделения) каналов [1, 2, 4, 5, 6].

Отличительной чертой систем передачи данных с кодовым разделением каналов является возможность повторного (многократного) использования частотного ресурса за счет разделения каналов не по частоте или по времени, а по «форме», что позволяет одновременную работу множества абонентов в одной и той же полосе частот. Для этого в такой системе используются псевдослучайные последовательности (ПСП) с заданными корреляционными свойствами. При этом каналные сигналы образуются путем расширения информационного сигнала псевдослучайными последовательностями, и получили название псевдошумовых или шумоподобных сигналов (ШПС). Шумоподобные сигналы, как

категория сигналов, представляют собой *случайные, нелинейные последовательности данных, которые не имеют четкой периодичности или предсказуемости*. Для любого другого приемника, которому ничего не известно о расширяющей последовательности, такой сигнал представляет собой шум.

Системы связи с ШПС имеют широкое применение по трем причинам [1, 2, 4, 6].

Первая причина - широкополосные сигналы, образованные с помощью различных ПСП, могут иметь одну и ту же несущую частоту, т.е. передаваться в одной и той же полосе.

Вторая причина, по которой применение ШПС очень выгодно - высокая устойчивость к воздействию как широкополосных, так и узкополосных помех, что весьма актуально в условиях напряженной электромагнитной обстановки в современных системах связи.

Третья причина - высокая энергетическая скрытность систем с ШПС и, как следствие, высокая конфиденциальность передаваемых данных. Суть сказанного состоит в том, что широкополосный сигнал не только трудно раскодировать - его трудно просто обнаружить, т.е. выявить сам факт работы абонентской станции.

Основными методами расширения спектра сигналов, широко применяемыми в современных системах передачи информации (СПИ) [1, 2, 4, 5], являются следующие:

1. Псевдослучайная перестройка рабочей частоты (ППРЧ, *англ. frequency-hopping spread spectrum, FHSS*). Суть метода заключается в периодическом скачкообразном изменении несущей частоты по некоторому алгоритму, известному приёмнику и передатчику. Преимущество метода — простота реализации, недостаток — задержка в потоке данных при каждом скачке. Метод используется в технологии Bluetooth. Сходные методы с более редкими изменениями частот (Slow frequency hopping) предлагались для GSM.

2. Расширение спектра методом прямой последовательности (ПРС, *англ. direct sequence spread spectrum, DSSS*). Метод по эффективности превосходит ППРЧ, но сложнее в реализации. Суть метода заключается в повышении тактовой частоты модуляции, при этом каждому символу передаваемого сообщения ставится в соответствие некоторая достаточно длинная псевдослучайная последовательность. Метод используется в таких системах как CDMA (*англ. Code Division Multiple Access* — множественный доступ с кодовым разделением) и системах стандарта IEEE 802.11 (Wi-Fi);

3. Расширение спектра методом линейной частотной модуляции (ЛЧМ, *англ. chirp spread spectrum, CSS*). Суть метода заключается в перестройке несущей частоты по линейному закону. Метод используется в радиолокации, в некоторых радиомодемах, сетях LoRaWAN.

Таким образом, способ передачи информации с расширением спектра заключается в следующем: на передающей стороне – осуществляется одновременная и независимая модуляция параметров сигнала специальным кодом (расширяющей спектр функцией) и передаваемого сообщения; на приемной стороне – в синхронной демодуляции сигнала с помощью коррелятора, который представляет собой последовательно соединенные перемножитель и интегратор, вычисляющий корреляционную функцию (КФ) входного сигнала с хранящейся в памяти копии ПСП [1, 3, 5].

Для многоканальных систем передачи данных с кодовым разделением каналов надо учитывать существенный для ПСП параметр – автокорреляционную функцию (АКФ).

Автокорреляционная функция дискретных сигналов вычисляется по формуле:

$$R_u(n) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} u_j u_{j-n}, \quad (1)$$

где n – целое число, положительное, отрицательное или нуль.

Амплитуды боковых пиков АКФ могут иметь различные значения в зависимости от структуры сигнала, но у сигналов с “хорошей” корреляцией они должны быть минимальными, т.е. существенно меньше амплитуды центрального пика. Отношение амплитуды центрального пика к максимальной амплитуде боковых выбросов называют коэффициентом подавления. Изучение АКФ играет важную роль при выборе кодовых последовательностей с точки зрения наименьшей вероятности установления ложной синхронизации.

Взаимная корреляционная функция (ВКФ) между двумя дискретными сигналами вычисляется по формуле:

$$R_{uv}(n) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} u_j v_{j-n}, \quad (2)$$

Следует отметить, что в многоканальных системах с разделением каналов по форме (коду) сигнала все абоненты могут передавать информацию одновременно в одной и той же полосе частот. Следствием этого является возникновение помехи множественного доступа, т.е. ненулевого отклика приемника k -го пользователя на сигналы других абонентов [1, 2, 4, 6]. Следовательно, для уменьшения уровня помехи множественного доступа необходимо выбирать такие кодовые последовательности, у которых ВКФ минимальны.

Таким образом, наиболее важный параметр применяемых ПСП, которые используют для получения ШПС - их корреляционные свойства. Причем от выбора двоичных кодовых последовательностей, т.е. от их корреляционных свойств, зависит помехозащищенность и помехоустойчивость всей информационной системы в целом. Кроме того, кодовая последовательность должна быть хорошо сбалансирована, то есть количество биполярных символов в ней должно быть примерно одинаковым. Последнее требование важно для исключения постоянной составляющей информационного сигнала.

Известно, что корреляционные функции (КФ) сложных, шумоподобных сигналов определяются корреляционными свойствами кодов расширения [1, 2, 3, 6]. Поэтому, рассматривая КФ сложных сигналов, достаточно анализировать корреляционные функции этих кодов.

К дискретным сигналам с наилучшей структурой ВКФ можно отнести функции Уолша [7]. Функции Уолша (J. Walsh) были разработаны в 1923 г. как развитие известной к тому времени системы функций Радемахера путем добавления в нее новых функций [2, 3, 5, 6, 7].

Функции Уолша формируются из функций Радемахера с помощью следующего соотношения:

$$wal_0(\theta) \equiv 1, wal_n(\theta) = \prod_{k=1}^m [rad_k(\theta)]^{n_k}, \quad (3)$$

где n – номер функции Уолша, n_k – значение (0 или 1) k -го разряда номера функции Уолша n , записанного в виде m -разрядного двоичного кода Грея. Отсюда легко видеть, что количество функций в системе Уолша оказывается равным $N = 2^m$, где m – целое число.

Функции Уолша принимают только два значения: +1 и -1, что является полезным свойством при построении схем на двоичных цифровых элементах (триггерах).

Помехи множественного доступа, называемые также структурными сигналоразличимыми, образуются в результате неидеальной ортогональности сигнала. Это означает, что для получения наилучших свойств ВКФ кодов расширения необходимо использовать **ортогональные** системы функций Уолша. Наиболее распространенной ортогональной системой, используемой в многоканальных системах с разделением каналов по коду, являются системы (матрицы) Уолша - Адамара порядка $N = 2^n$, n — целое, которые определяются рекуррентным правилом:

$$W_{2N} = \begin{bmatrix} W_N & W_N \\ W_N & -W_N \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где W_N – матрица Уолша – Адамара порядка N , и полагают, что $W_1 = 1$, или в знаковой форме $W_1 = +$.

Однако особенностью ортогональных кодов является то, что свойство ортогональности этих кодов выполняется только в «точке», т.е. при отсутствии временных сдвигов. В реальности такие условия не выполняются, ортогональность нарушается, что в свою очередь, приводит к увеличению уровня помехи множественного доступа и появлению ошибок при обработке входных данных. Поэтому используются различные способы устранения этих недостатков.

С целью улучшения свойств автокорреляционных функций системы сигналов Уолша часто строят так называемые **производные системы сигналов** [2, 4].

Производным называют сигнал, который получается в результате поэлементного (по-символьного) перемножения двух сигналов – исходного, например Уолша и производящей функции (ПСП). Система, составленная из производных сигналов, называется производной. В работах [8...11] исследовались корреляционные свойства производных функций Уолша, где в качестве производящих функций брались модифицированные коды Баркера, М – последовательности и последовательности де Брейна. Однако, полученные производные функции Уолша хотя и обладали лучшими АКФ, но имели плохие ВКФ, что может привести к увеличению помехи множественного доступа и ошибкам при обработке входных данных.

С целью уменьшения уровня помехи множественного доступа рассмотрим метод построения производных систем сигналов, где в качестве исходной системы сигналов также используется ортогональная система Уолша (рис. 1), в которой каждая строка представляет собой кодовую последовательность соответствующего бинарного фазоманипулированного сигнала (БФМ-сигнала), а в качестве примера производящих функций используются псевдо-случайные последовательности ПСП1: 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 и ПСП2: 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1.

Исходная система Уолша – W_8

| | | | | | | | |
|---|----|----|----|----|----|----|----|
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | -1 | 1 | -1 | 1 | -1 | 1 | -1 |
| 1 | 1 | -1 | -1 | 1 | 1 | -1 | -1 |
| 1 | -1 | -1 | 1 | 1 | -1 | -1 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | -1 | -1 | -1 | -1 |
| 1 | -1 | 1 | -1 | -1 | 1 | -1 | 1 |
| 1 | 1 | -1 | -1 | -1 | -1 | 1 | 1 |
| 1 | -1 | -1 | 1 | -1 | 1 | 1 | -1 |

Рис. 1. Исходная система функций Уолша-Адамара

Производная система Уолша – П8а

| | | | | | | | |
|---|----|----|----|----|----|----|----|
| 1 | 1 | 1 | -1 | -1 | -1 | -1 | 1 |
| 1 | -1 | 1 | 1 | -1 | 1 | -1 | -1 |
| 1 | 1 | -1 | 1 | -1 | -1 | 1 | -1 |
| 1 | -1 | -1 | -1 | -1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | -1 | 1 | 1 | 1 | -1 |
| 1 | -1 | 1 | 1 | 1 | -1 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | -1 | 1 | 1 | 1 | -1 | 1 |
| 1 | -1 | -1 | -1 | 1 | -1 | -1 | -1 |

а)

Производная система Уолша – П8б

| | | | | | | | |
|---|----|----|----|----|----|----|----|
| 1 | -1 | -1 | -1 | 1 | 1 | 1 | -1 |
| 1 | 1 | -1 | 1 | 1 | -1 | 1 | 1 |
| 1 | -1 | 1 | 1 | 1 | 1 | -1 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | -1 | 1 | -1 | -1 | -1 |
| 1 | -1 | -1 | -1 | -1 | -1 | -1 | 1 |
| 1 | 1 | -1 | 1 | -1 | 1 | -1 | -1 |
| 1 | -1 | 1 | 1 | -1 | -1 | 1 | -1 |
| 1 | 1 | 1 | -1 | -1 | 1 | 1 | 1 |

б)

Рис. 2. Производная система Уолша:

а) с производящей функцией ПСП1; б) с производящей функцией ПСП2.

Система функций Уолша ортогональных в точке ($t = T_s$) сигналов обладает, в общем, плохими автокорреляционными характеристиками, однако является достаточно простой с точки зрения формирования и обработки сигналов. На рисунке 3 и рисунке 4 представлены графики периодических (ПАКФ) и аperiodических (ААКФ) автокорреляционных характеристик производящих функций ПСП1 и ПСП2.

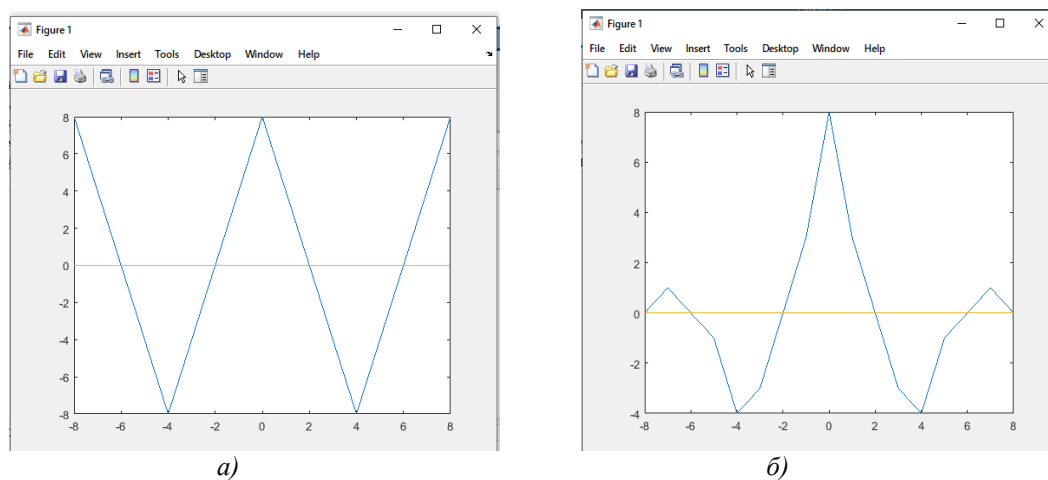


Рис. 3. ПАКФ (а) и ААКФ (б) *производящей* функции ПСП1

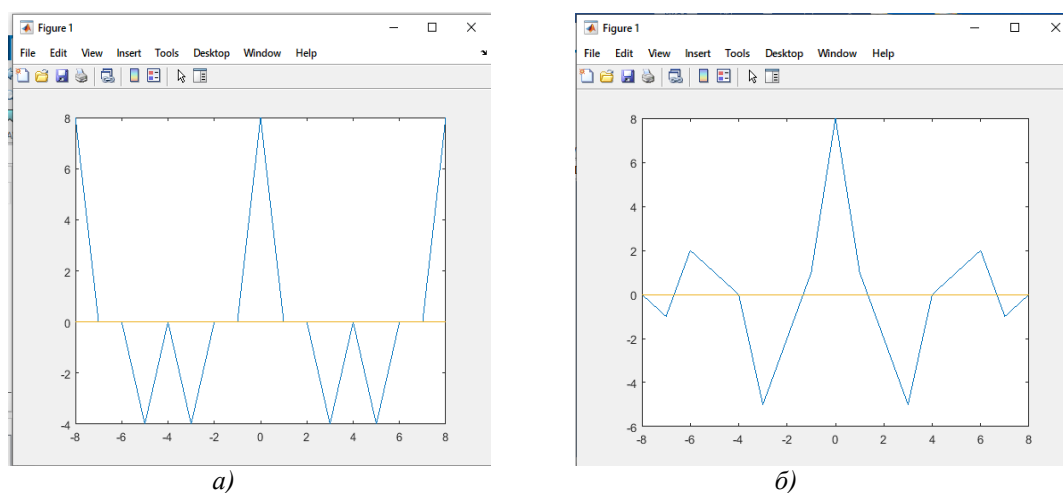


Рис. 4. ПАКФ (а) и ААКФ (б) *производящей* функции ПСП2

Как видно из рисунка 3 и рисунка 4, производящие функции ПСП1 и ПСП2 имеют приемлемые автокорреляционные ПАКФ, коэффициент подавления равный отношению амплитуды основного лепестка к максимальной амплитуде бокового лепестка у обоих ПСП равен двум. ААКФ – немного отличаются: коэффициент подавления у первой ПСП равен $8/4=2$, у второй ПСП $8/5=1,6$.

Рассмотрим, какой вид будут иметь корреляционные характеристики *производных* функций Уолша (рис. 2 а, б) в зависимости от типа производящей функции (для анализа выберем, например 2-ю и 5-ю производные функции Уолша).

Из рисунков 5 – 8 видно, что автокорреляционные характеристики *производных* функций Уолша зависят от типа *производящей* функции. Автокорреляционные характеристики производных функций Уолша с производящей функцией ПСП2 имеют несколько лучшие характеристики.

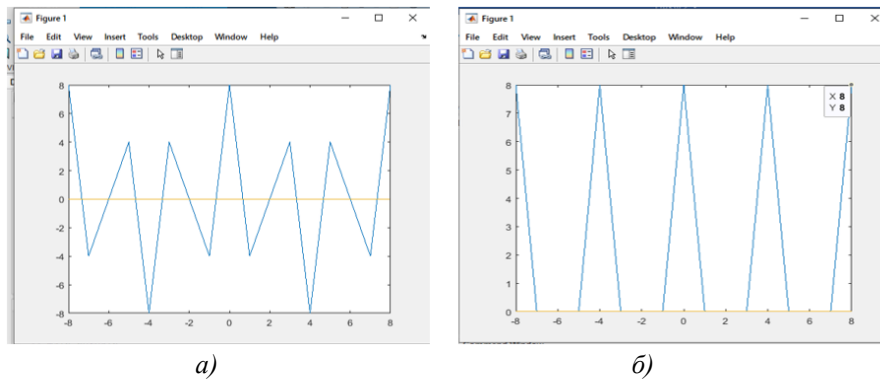


Рис. 5. ПАКФ 2-й (а) и 5-й (б) *производных* функций Уолша с производящей функцией ПСП1

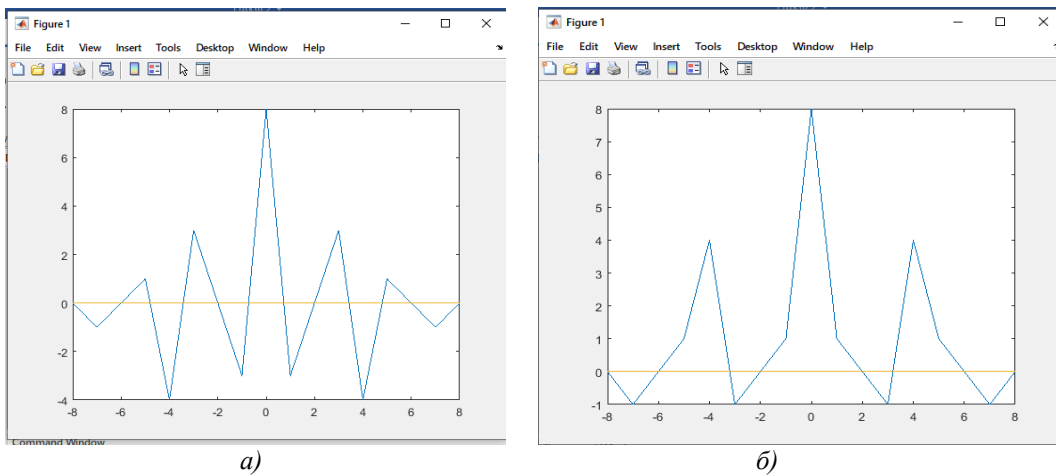


Рис. 6. ААКФ 2-й (а) и 5-й (б) *производных* функций Уолша с производящей функцией ПСП1

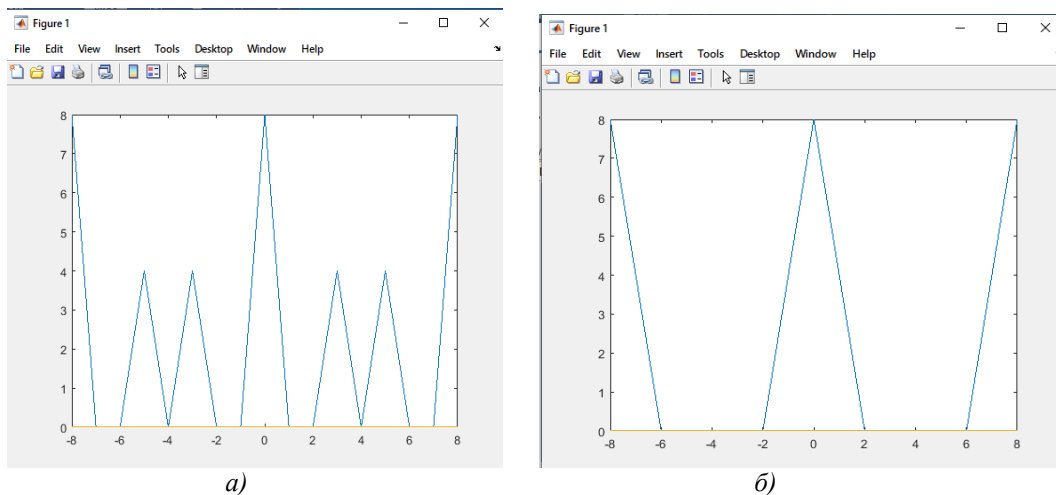


Рис. 7. ПАКФ 2-й (а) и 5-й (б) *производных* функций Уолша с производящей функцией ПСП2

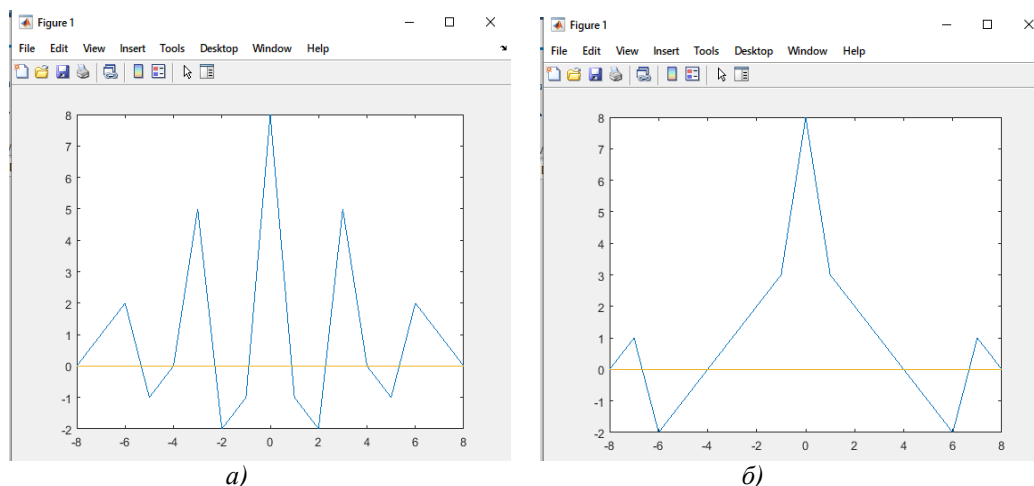


Рис. 8. ААКФ 2-й (а) и 5-й (б) производных функций Уолша с производящей функцией ПСП2

В качестве примера рассмотрим, какие автокорреляционные характеристики имеет 2-я исходная функция Уолша для ортогональной системы, представленной на рисунке 1. Результаты приведены на рисунке 9.

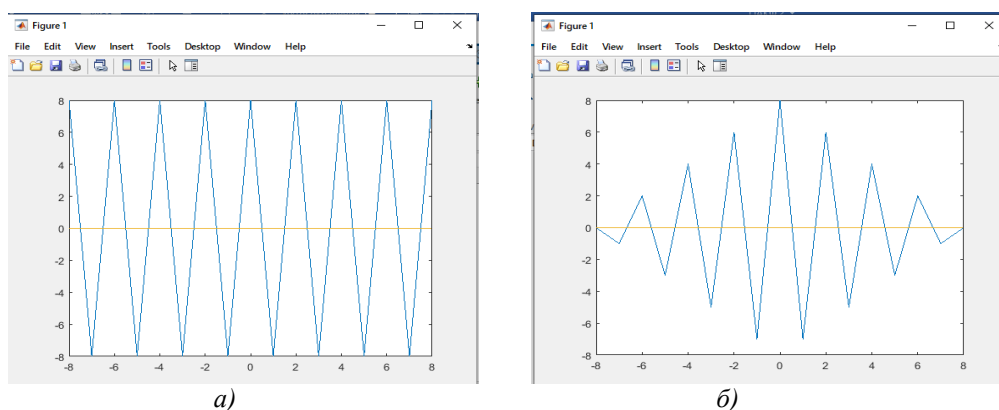


Рис. 9. ПАКФ (а) и ААКФ (б) 2-й исходной функции Уолша

Как видно из рисунка 9, автокорреляционные характеристики 2-й исходной функции Уолша имеют значительно худшие параметры, чем у 2-ей производной функции Уолша с производящими функциями ПСП1 и ПСП2.

Рассмотрим какой вид имеют взаимные корреляционные характеристики (ВКФ) 2-й и 5-й производных функций Уолша с производящими функциями ПСП1 и ПСП2 (рис.10).

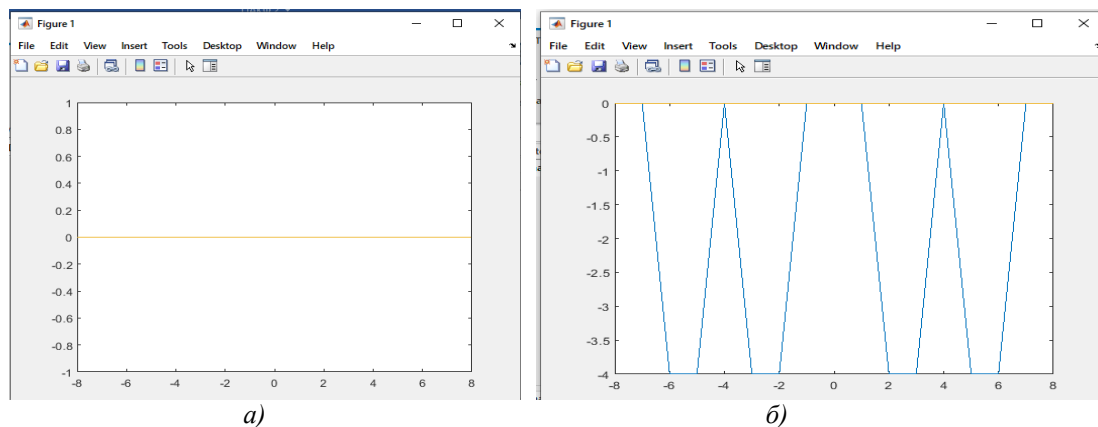


Рис. 10. ВКФ 2-ой и 5-ой производных функций Уолша: а) – ПСП1; б) – ПСП2

Как видно из графиков ВКФ (рис.10), производные функции Уолша с производящей функцией ПСП1 имеет взаимные корреляционные характеристики, как и у исходных функций Уолша, т.е. равны нулю. *Следовательно, при использовании таких производных функций Уолша в многоканальных системах передачи данных с разделением каналов по форме помехи множественного доступа будут равны нулю и ошибки при обработке входных данных отсутствуют.*

Заключение

В статье предлагается применять в виде кодов расширения, используемых при формировании шумоподобных сигналов в многоканальных системах связи, *производные функций Уолша*, которые имеют значительно лучшие корреляционные характеристики, чем исходные функции Уолша.

Выполненный анализ корреляционных характеристик широкополосных сигналов с кодами расширения на базе производных функций Уолша позволяет сделать следующие выводы:

1. Корреляционные характеристики функций Уолша, которые являются ортонормированными, обладают хорошими взаимными корреляционными функциями – функция взаимной корреляции между двумя различными функциями Уолша равна нулю. Однако, эти функции обладают такими свойствами только в точке (при нулевом сдвиге). В реальных условиях, особенно при многолучевом распространении ортогональность нарушается и взаимная корреляционная функция этих функций отлична от нуля. Это приводит к увеличению уровня помехи множественного доступа и к ошибкам при разделении сигналов (каналов).

2. Автокорреляционные свойства производных функций Уолша имеют намного лучшие автокорреляционные характеристики, чем исходные функции Уолша.

3. Автокорреляционные свойства производных функций Уолша зависят от типа производящей функции. Автокорреляционные характеристики производных функций Уолша с производящей функцией ПСП2 имеют несколько лучшие параметры, чем с производящей функцией ПСП1.

4. Взаимные корреляционные характеристики производных функций Уолша с производящей функций ПСП1 не отличаются от аналогичных характеристик исходных функций Уолша, т.е. равны нулю. Взаимные корреляционные характеристики производных функций Уолша с производящей функцией ПСП2 не равны нулю и имеют отрицательные выбросы амплитудой равной 4. *Следовательно, при использовании производных функций Уолша с производящей функцией ПСП1 помехи множественного доступа будут отсутствовать, а с производящей функцией ПСП2 необходимо применение решающих устройств не реагирующих на отрицательные выбросы ВКФ.*

5. Большая длина кода расширения на основе производных функций Уолша позволяет:

- распределить энергию сигнала по спектру,
- повысить помехозащищенность системы,
- обеспечить хорошую защиту от несанкционированного доступа,
- улучшить электромагнитную совместимость с соседними радиотехническими системами.

Результаты могут быть использованы при разработке широкополосных систем связи и систем передачи информации с защитой от несанкционированного доступа.

Библиографический список

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 348с.
2. Мазурков М.И. Системы широкополосной радиосвязи. – О.: Наука и техника, 2009. – 344с.

3. Solomon W. Golomb and Guang Gong. Signal Design for Good Correlation, Cambridge, Cambridge University Press, 2005, 458 p.
4. Феер К. Беспроводная цифровая связь, методы модуляции и расширения спектра. Перевод с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000.
5. Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез и обработка — Спб.: Наука и техника, 2005. - 400 с.
6. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения: Пер. с англ. М.: Техносфера. 2007. - 488 с.
7. Беспалов М.С., Складенко. Функции Уолша и их приложения. – Владимир; Изд-во ВлГУ, 2012. – 35 с.
8. Sorokin G. F., Shestacova T. V. Comparative analysis of composite Barker codes and composite Walsh functions. - Innsbruck, Austria//Österreichisches Multiscience Journal №38/2021, pp. 72-78.
9. Tatiana Sestacova, Gherman Sorochin. Comparative analysis of pseudorandom sequences using modified Barker codes and M – sequences of the same length. International Scientific Journal „Mathematical Modeling”, Vol. 4 (2020), Issue 2, pp. 45-50.
10. Sorochin, Gherman, Şestacova, Tatiana, Jdanov, Vladimir. Analysis of the correlation properties of direct and inverse composite Walsh functions. In: *Engineering. Technologies. Education. Security 2021*: proc. of the IX Intern. scient. conf., Borovets, June 07-10, 2021. Bulgaria, 2021, vol. 2, pp. 83-87.
11. Gherman, Sorochin, Tatiana, Sestacova, Vladimir, Jdanov. Improvement of signal quality in CDMA systems on the basis of analysis of correlation properties of pseudo-random sequences. *International Scientific Journal “Industry 4.0”*, year VI, Issue 5/2021, pp. 177-181

УДК 004.056.55; ГРНТИ 49.37.33

ПРИМЕНЕНИЕ АДАПТИВНОГО МОДУЛЯТОРА В СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

И.А. Ямашкин

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, yamashkin1998@mail.ru*

Аннотация. В работе рассматривается применение адаптивного модулятора в системе передачи данных, обеспечивающей высокую эффективность и надёжность связи в условиях изменяющихся параметров канала. Описаны принципы работы адаптивного модулятора, включая оценку состояния канала, выбор оптимального типа модуляции (BPSK, QPSK, QAM) и динамическую адаптацию параметров передачи. Рассмотрены преимущества использования адаптивной модуляции, такие как повышение спектральной эффективности, увеличение надёжности передачи и энергетическая оптимизация. Также приведен анализ перспектив дальнейшего развития адаптивных систем передачи данных, включая интеграцию с адаптивным кодированием. Применение адаптивного модулятора позволяет улучшить качество связи и эффективность использования ресурсов в системах передачи данных. *Ключевые слова:* телеметрическая система передачи, модуляция, повышение эффективности, BPSK, QPSK, QAM.

APPLICATION OF ADAPTIVE MODULATOR IN THE TELEMETRY INFORMATION TRANSMISSION SYSTEM

I.A. Yamashkin

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, yamashkin1998@mail.ru*

Abstract. The paper considers the use of an adaptive modulator in a data transmission system that ensures high efficiency and reliability of communication under changing channel parameters. The principles of operation of the adaptive modulator are described, including channel state assessment, selection of the optimal modulation type (BPSK, QPSK, QAM) and dynamic adaptation of transmission parameters. The advantages of using adaptive modulation, such as increased spectral efficiency, increased transmission reliability and energy optimization, are considered. An analysis of the prospects for further development of adaptive data transmission systems, including integration with adaptive coding, is also given. The use of an adaptive modulator allows improving the quality of communication and the efficiency of resource use in data transmission systems.

Keywords: telemetric transmission system, modulation, efficiency improvement, BPSK, QPSK, QAM.

Телеметрические системы являются неотъемлемой частью современных технологий, обеспечивая сбор и передачу данных от удалённых объектов, таких как космические аппараты, беспилотные летательные аппараты (БПЛА) и изделия военного назначения [1...4]. Одной из основных проблем при передаче телеметрической информации является обеспечение высокой надёжности и эффективности в условиях изменяющихся параметров канала связи: затухание сигнала, уровень шума и интерференция. Адаптивная модуляция, как технология динамического изменения параметров передачи в зависимости от состояния канала, предлагает решение этой проблемы [3...5].

Принципы функционирования адаптивной модуляции

Адаптивная модуляция основана на принципе динамического изменения параметров передачи данных в зависимости от текущего состояния канала связи [5]. Основные этапы работы системы включают оценку состояния канала, выбор типа модуляции и передачу данных с оптимальными параметрами. Рассмотрим эти этапы подробнее.

1. Оценка состояния канала.

Оценка состояния канала является ключевым этапом в работе системы с адаптивной модуляцией. Для этого используются различные метрики, такие как отношение сигнал-шум (SNR), уровень ошибок (BER) и затухание сигнала. Эти параметры могут быть измерены на приёмной стороне и переданы на передающую сторону по обратному каналу связи.

- SNR: Отражает отношение мощности полезного сигнала к мощности шума. Высокое значение SNR указывает на благоприятные условия для передачи данных с высокой скоростью.

- BER: Показывает вероятность ошибки при передаче битов. Низкий уровень BER является индикатором высокого качества канала.

- Затухание сигнала: Влияет на мощность принимаемого сигнала и может быть вызвано расстоянием, препятствиями или атмосферными условиями.

На основе этих метрик принимается решение о выборе оптимальных параметров передачи.

2. Выбор типа модуляции.

Адаптивная модуляция предполагает использование различных схем модуляции в зависимости от состояния канала. Основные типы модуляции, применяемые в таких системах, включают:

- BPSK: Наиболее устойчивая к шуму модуляция, но с низкой спектральной эффективностью. Используется в условиях низкого SNR.

- QPSK: Обеспечивает более высокую скорость передачи данных по сравнению с BPSK, сохраняя при этом устойчивость к шуму.

- QAM: Высокоэффективная модуляция, которая может использоваться в условиях высокого SNR. Например, 16-QAM, 64-QAM и 256-QAM обеспечивают значительное увеличение скорости передачи данных.

Алгоритм выбора типа модуляции может быть реализован на основе пороговых значений SNR. Например, при SNR ниже определённого порога используется BPSK, при средних значениях — QPSK, а при высоких — 64-QAM.

3. Передача данных и обратная связь.

После выбора типа модуляции передающая сторона осуществляет передачу данных с оптимальными параметрами. Процесс оценки состояния канала и выбора типа модуляции повторяется циклически, что позволяет системе адаптироваться к изменяющимся условиям в реальном времени.

Преимущества системы с адаптивной модуляцией

Рассмотрим преимущества системы с адаптивной модуляцией.

Использование адаптивной модуляции в системах передачи телеметрической информации обеспечивает ряд преимуществ:

1. Повышение спектральной эффективности.

Адаптивная модуляция позволяет максимально эффективно использовать доступную полосу пропускания, увеличивая скорость передачи данных в благоприятных условиях. Это особенно важно для систем с ограниченными ресурсами, таких как спутниковая связь.

Спектральная эффективность (измеряемая в битах/с/Гц) зависит от выбранного типа модуляции. Например, BPSK обеспечивает спектральную эффективность 1 бит/с/Гц, QPSK — 2 бит/с/Гц, а 64-QAM — до 6 бит/с/Гц. Адаптивная модуляция позволяет динамически изменять спектральную эффективность в зависимости от состояния канала, что приводит к увеличению средней скорости передачи данных.

2. Увеличение надёжности передачи.

В условиях ухудшения качества канала система автоматически переключается на более устойчивые типы модуляции, что снижает вероятность ошибок и потери данных. Это обеспечивает высокую надёжность передачи даже в нестабильных условиях.

3. Энергетическая оптимизация.

Адаптивная модуляция позволяет оптимизировать мощность передаваемого сигнала, что особенно важно для устройств с ограниченным энергопотреблением, таких как спутники или изделия военной промышленности.

Энергетическая эффективность системы может быть оценена через отношение энергии на бит к спектральной плотности шума (E_b/N_0) [6, 7]. Адаптивная модуляция позволяет минимизировать это отношение за счёт выбора оптимального типа модуляции и мощности сигнала, что снижает энергопотребление системы.

4. Гибкость и масштабируемость.

Система может быть легко адаптирована для работы в различных условиях и с различными типами телеметрических данных. Это делает её универсальным решением для широкого спектра применений.

Схема адаптивного модулятора

Схема адаптивного модулятора показана на рисунке 1.

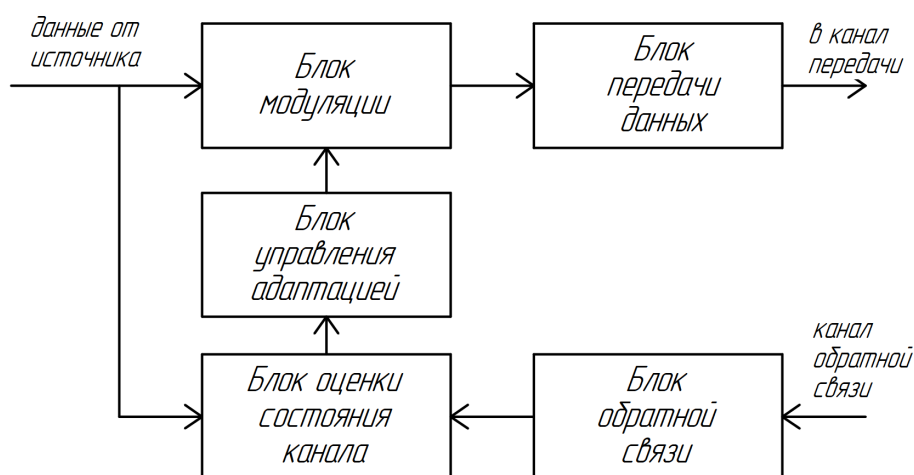


Рис. 1. Блок-схема адаптивного модулятора

В состав адаптивного модулятора входят следующие блоки:

1) Блок оценки состояния канала

– Приёмник: Оценивает параметры канала, такие как SNR (отношение сигнал-шум), BER (уровень ошибок) и затухание сигнала.

– Обратный канал связи: Передаёт информацию о состоянии канала на передающую сторону.

2) Блок управления адаптацией

– Алгоритм выбора модуляции: На основе полученных данных о состоянии канала выбирает оптимальный тип модуляции (например, BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM).

3) Блок модуляции

Модулятор: Выполняет модуляцию входного сигнала в соответствии с выбранным типом модуляции.

4) Блок передачи данных

– Передатчик: Передаёт модулированный сигнал в канал связи.

5) Блок обратной связи

– Циклический процесс оценки состояния канала и адаптации параметров передачи.

Совместная реализация адаптивной модуляции и адаптивного кодирования

Совместное использование адаптивной модуляции и адаптивного помехоустойчивого кодирования позволяет достичь оптимального баланса между спектральной эффективностью, надёжностью передачи и энергетической эффективностью. Например, в условиях высокого SNR система может использовать высокоэффективную модуляцию (например, 64-QAM) с умеренным уровнем кодирования (например, код Рида-Соломона), что обеспечивает высокую скорость передачи данных при минимальной избыточности. В условиях низкого SNR система переключается на более устойчивую модуляцию (например, BPSK) и мощное кодирование (например, турбо-код), что обеспечивает высокую надёжность передачи.

Система передачи телеметрической информации с адаптивной модуляцией может являться перспективным решением для обеспечения надёжной и высокоскоростной передачи данных в условиях изменяющихся параметров канала связи. Благодаря своей гибкости, спектральной и энергетической эффективности, данная технология имеет широкие возможности применения. Дальнейшие исследования и разработки в этой области открывают широкие возможности для создания более совершенных и адаптивных систем связи, способных удовлетворить растущие требования к качеству и скорости передачи данных.

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.

3. Крухмалев В.В., Гордиенко В.Н., Моченов А.Д. Цифровые системы передачи М.: Горячая линия – Телеком, 2007.

4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, Вильямс, 2007.

5. Маслов П.В. Сравнительный анализ методов цифровой модуляции Изд-во Электронный журнал Молодежный научно-технический вестник ФГБСУ ВПО «МГТУ им. Н.Э. Баумана, Эл №ФС77-511038.

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. 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.

УДК 621.395; ГРНТИ 49.39

СИСТЕМА ОБРАБОТКИ И ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ МОДИФИКАЦИИ АЛГОРИТМА ХУРГИНА-ЯКОВЛЕВА ПРИ ПОВТОРНОМ РАЗЛОЖЕНИИ

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 предложена система обработки и передачи речевой информации, использующая модификацию алгоритма Хургина-Яковлева и метод повторного разложения для настройки количества используемых каналов и этапов. Оценка показала улучшение качества восстановленного сигнала и повышенную помехоустойчивость. Предложенный подход применим в радиотехнических устройствах, с целью повышения надежности и безопасности связи.

Ключевые слова: модификация алгоритма Хургина-Яковлева, теорема В.А. Котельникова, обработка речевых сигналов, повторное разложение.

INFORMATION PROCESSING AND TRANSMISSION SYSTEM BASED ON THE MODIFICATION OF THE KHURGIN-YAKOVLEV ALGORITHM WITH REPEATED DECOMPOSITION

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 system for processing and transmitting speech information that utilizes a modification of the Khurgin-Yakovlev algorithm and the method of iterative decomposition to adjust the number of channels and stages used. The evaluation showed an improvement in the quality of the restored signal and increased noise immunity. The proposed approach is applicable in radio engineering devices, aiming to enhance the reliability and security of communication.

Key words: modification of the Khurgin-Yakovlev algorithm, V.A.'s theorem Kotelnikov, speech signal processing, re-decomposition.

В последние годы технологии обработки речевых сигналов стали ключевым фактором во многих современных приложениях, от систем распознавания речи и виртуальных помощников до средств связи. Эффективность алгоритмов сжатия речи играет важную роль в обеспечении высокого качества восстановленного сигнала, одновременно оптимизируя вычислительные затраты. Поэтому разработка эффективных методов сжатия речи, наряду с возможностью восстановления сигнала с высоким качеством и хорошей устойчивостью к шумам в канале связи, является актуальной и необходимой задачей. В этом контексте исследование и разработка алгоритмов обработки дискретных сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева в радиотехнических устройствах становятся крайне актуальными. Алгоритм Хургина-Яковлева предоставляет новый и эффективный подход к сжатию и восстановлению речевых сигналов, что позволяет значительно улучшить качество сигнала после сжатия и декомпрессии, а также повысить безопасность каналов связи [1...3].

Целью данной работы является разработка системы обработки и передачи информации, основанной на модификации алгоритма Хургина-Яковлева, с использованием метода повторного разложения, который позволяет варьировать количество каналов и этапов разложения. Необходимо оценить эффективность разработанного алгоритма с точки зрения его помехоустойчивости.

Модификация алгоритма Хургина-Яковлева

В своих исследованиях российские ученые Я. И. Хургин и В. П. Яковлев предложили элементарное разложение исходного сигнала $f(t)$, имеющего ограниченный спектр с верхней частотой F , в следующем виде [1]:

$$f(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{f^{(i)}(NkT)}{i!} (t - NkT)^i \left\{ \frac{\sin[\pi(t - NkT)/NT]}{\pi(t - NkT)/NT} \right\}^N, \quad (1)$$

где $T \leq 1/2F$ — величина интервалов между моментами отсчетов, определяемая по теореме В.А. Котельникова, $f^{(i)}(NkT)$ — i -я производная сигнала.

Рассмотрим реализацию обработки и передачи сигналов на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева согласно структурной схеме, представленной на рисунке 1. Исходный сигнал на входе системы дискретизируется с определенной частотой в соответствии с теоремой В.А. Котельникова. Затем он разделяется для обработки на N каналов, включая один канал для обработки отсчетов исходного сигнала и $(N-1)$ каналов для обработки отсчетов его производных. Производная сигнала $(N-1)$ порядка получается путем применения алгоритма в частотной области [1] с использованием быстрого преобразования Фурье в дифференциаторе (Д). Затем отсчеты сигнала и полученных производных сигнала подвергаются прореживанию, которое осуществляется с помощью дециматора ($\downarrow N$) с коэффициентом N . Далее после прореживания в N раз отсчеты сигнала и его производных направляются в кодер (КОД) и передаются по каналу связи. После этого данные поступают в приёмник. В приёмнике полученные дискретные отсчёты сигнала и производной декодируются на декодере (ДЕК), интерполируются на интерполяторе ($\uparrow N$), а затем проходят через синтезирующие фильтры ($\Phi_1 \dots \Phi_N$). Затем отсчёты суммируются на выходе для восстановления исходного сигнала.

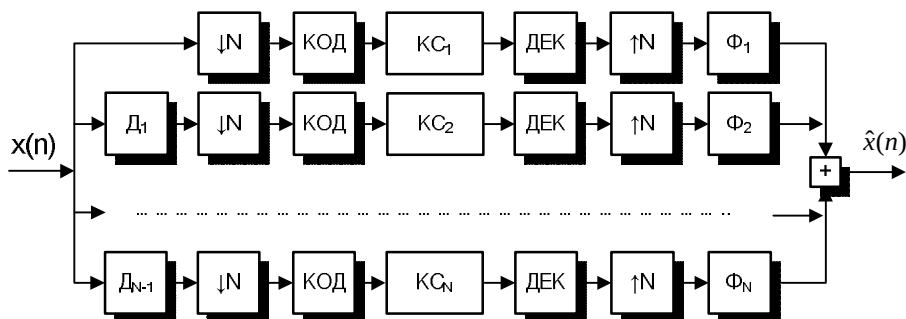


Рис. 1. Структурная схема процесса обработки и передачи сигналов на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева

Структурная схема процесса передачи и обработки сигналов на основе модификации алгоритма Хургина – Яковлева в случае N -канальной и R - этапной процедуре разложения

Структурная схема системы обработки и первичного кодирования речевых сигналов на основе модифицированного алгоритма Хургина-Яковлева при N -канальной и R -этапной процедуре разложения представлена на рисунке 2.

Процедура " N -канальной и R -этапной разложения" относится к методу обработки и передачи сигналов, который включает два важных аспекта: количество каналов (N) и количество этапов (R). В данном методе исходный сигнал разделяется на несколько каналов и обрабатывается на последовательных этапах.

На первом этапе исходный сигнал разделяется на N каналов для обработки на основе структурной схемы модификации алгоритма Хургина-Яковлева, представленной на рисунке 1.

Этап 2: Каждый канал, полученный на первом этапе, делится на N вторичных каналов с тем же составом и функцией, что и первичные каналы на этапе 1. Это дает в общей сложности $(N \times N)$ вторичных каналов на этапе 2.

Этап 3: аналогично этапу 2, каждый канал, полученный на втором этапе, снова делится на N каналов, создавая в общей сложности $(N \times N \times N)$ каналов на этапе 3.

Продолжение до этапа R : Этот процесс продолжается до тех пор, пока не достигнет этапа R . На последнем этапе каждый канал с предыдущего этапа снова делится на N каналов, создавая в общей сложности N^R каналов.

N^R каналов на этапе R содержат отсчеты сигнала и отсчеты производных, прореженные в N^R раз, кодируются с использованием разных алгоритмов кодирования или одного и того же алгоритма и передаются в канал связи.

На приемной стороне после декодирования, интерполяции, фильтрация, и суммирование повторяются через R этапов, на конечном выходе мы получим восстановленный сигнал.

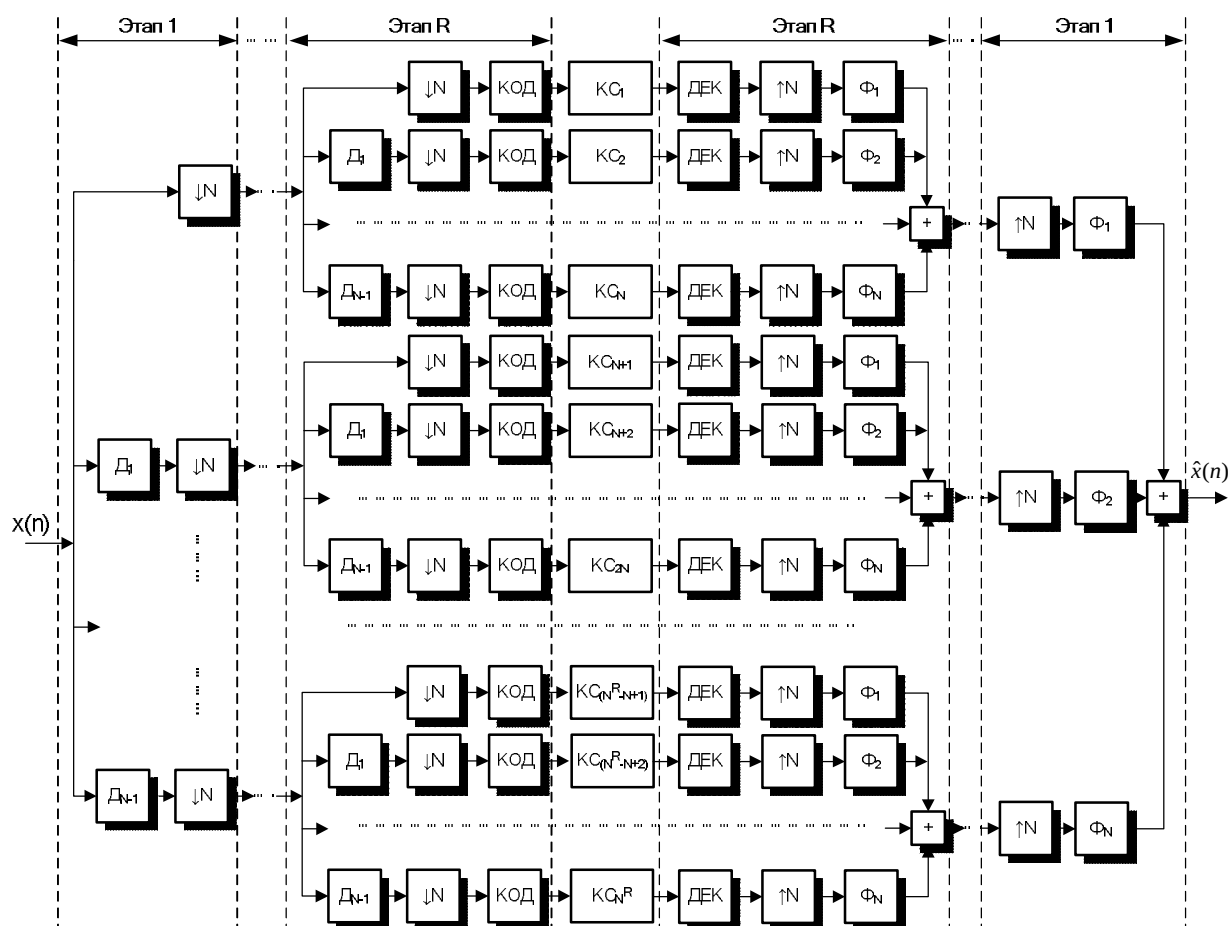


Рис. 2. Структурная схема процесса обработки и передачи сигналов на основе модификации алгоритма Хургина – Яковлева в случае N -канальной и R -этапной процедуре разложения

Повторное разложение сигнала позволяет достичь требуемого фазового сдвига его отсчетов, что способствует улучшению помехоустойчивости при обработке и передаче. Это особенно важно, поскольку обеспечивает точное воспроизведение сигнала даже при наличии шума. При этом реализация синтезирующих фильтров остается достаточно простой, позволяя использовать фильтры более высокого порядка и поддерживая параллельную обработку вычислений, что повышает эффективность обработки. Однако следует отметить, что при этом сложность системы увеличивается. Это происходит из-за увеличения количества дифференциаторов, дециматоров, интерполяторов и синтезирующих фильтров.

Для подтверждения данного утверждения рассмотрим анализ на примере двухканальной двухэтапной системы, построенной на основе предложенного алгоритма.

В случае реализации алгоритма Хургина-Яковлева с использованием двух каналов сигнал может быть представлен в виде отсчетов сигнала в одном канале и отсчетов его первой производной во втором канале. При этом частота дискретизации в каждом канале уменьшается вдвое по сравнению с требованиями теоремы В.А. Котельникова. На приемной стороне возможно полное восстановление сигнала без потерь, поскольку количество передаваемой информации при этом не уменьшается по сравнению с теоремой В.А. Котельникова. Для этого на приемной стороне используются два синтезирующих фильтра с частотными характеристиками, описанными в работах [4...6] следующим образом:

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и фазо-частотная характеристика (ФЧХ) первого синтезирующего фильтра имеют вид:

$$A_1(f) = 2 \cdot (1 - f / F), \quad \Phi_1(f) = 0. \quad (2)$$

АЧХ и ФЧХ второго синтезирующего фильтра:

$$A_2(f) = \begin{cases} 0 & \text{при } f = 0; F, \\ 2 / \pi & \text{при } f \neq 0; F, \end{cases} \quad \Phi_2(f) = \begin{cases} 0 & \text{при } f = 0; F, \\ -\pi / 2 & \text{при } f \neq 0; F. \end{cases} \quad (3)$$

Когда аддитивный белый гауссовский шум воздействует на передающий канал, характеристики двух синтезирующих фильтров создают фазовый сдвиг 90 градусов между отсчетами шума на канале сигнала и его первой производной. В результате векторы средней мощности шума на выходе первого $\vec{P}_{\phi 1}$ и второго фильтров $\vec{P}_{\phi 2}$ становятся перпендикулярными друг другу. Суммарный вектор мощности шума на выходе системы определяется как векторная сумма векторов средней мощности шума на выходе каждого фильтра, как показано на рисунке 3. Подробный расчет мощности шума на выходе системы представлен в работе [2]. В этой же работе проводилось сравнение показателей помехоустойчивости двухканальной системы, построенной на основе предложенного алгоритма, с системой, основанной на теореме В.А. Котельникова. Результаты показали, что двухканальная система обеспечивает выигрыш в отношении сигнал-шум (ОСШ) в 1,687 раза (2,273 дБ) по сравнению с системой, построенной на основе теоремы В.А. Котельникова. Это демонстрирует, что применение предложенного алгоритма приводит к значительному улучшению помехоустойчивости системы.

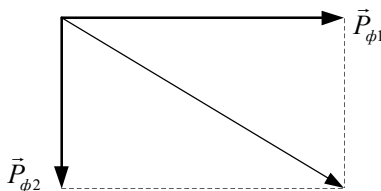


Рис. 3. Суммирование шума в системе обработки и передачи на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева при $N=2$, $R=1$

При повторном разложении принцип работы ветвей на каждом этапе системы остается прежним. После первого этапа разложения система получает сигнал и его первую производную, которые прорежены в два раза. Затем к сигналам в этих двух каналах повторно применяется разложение Хургина-Яковлева. В результате на выходе системы на втором этапе мы получаем следующие виды сигналов: исходный сигнал, прореженный в 4 раза; две первых производные сигнала, прореженные в 4 раза; и вторую производную сигнала, также прореженную в 4 раза.

На приемной стороне, после декодирования и интерполяции, сигналы проходят через синтезирующие фильтры. На этапе 2 они попарно суммируются на сумматорах 1 и 2. Затем полученные сигналы поступают в пару синтезирующих фильтров на этапе 1 и вновь суммируются на сумматоре 3. Структурная схема приемной стороны системы обработки и передачи на основе модификации алгоритма Хургина–Яковлева в случае $N=2$ и $R=2$, представлена на рисунке 4.

Рассмотрим суммарное сложение отсчетов шума в схеме синтезирующих фильтров. Как видно из ФЧХ фильтров, часть отсчетов шума получит дополнительный фазовый сдвиг относительно других $\pi/2$. В результате средняя мощность шума на выходах первого, второго и третьего сумматора рассчитывается на основе правил векторной суммы, как показано на рисунках 5а, 5б и 5в. Выполняя аналогичные расчеты, как и для двухканального случая, получаем выигрыш в ОСШ системы, основанной на модифицированном алгоритме Хургина–Яковлева при $N=2$ и $R=2$, по сравнению с системой обработки на основе алгоритма В.А. Котельникова 2,387 раза (3,778 дБ).

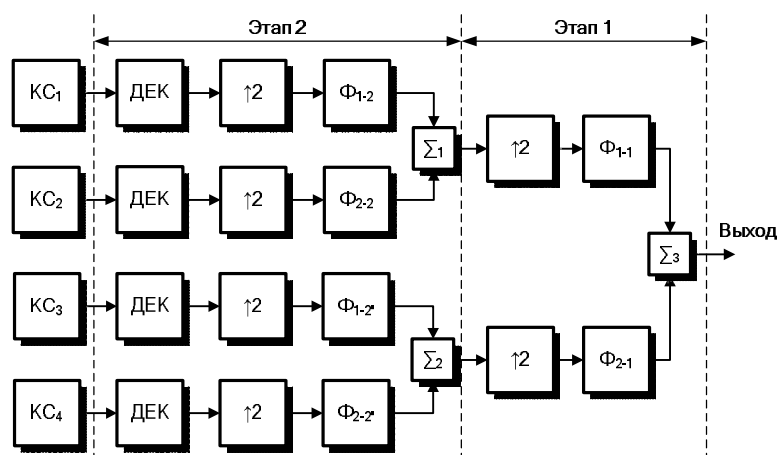


Рис. 4. Структурная схема приемной стороны системы обработки и передачи на основе модификации алгоритма Хургина – Яковлева в случае $N=2$ и $R=2$

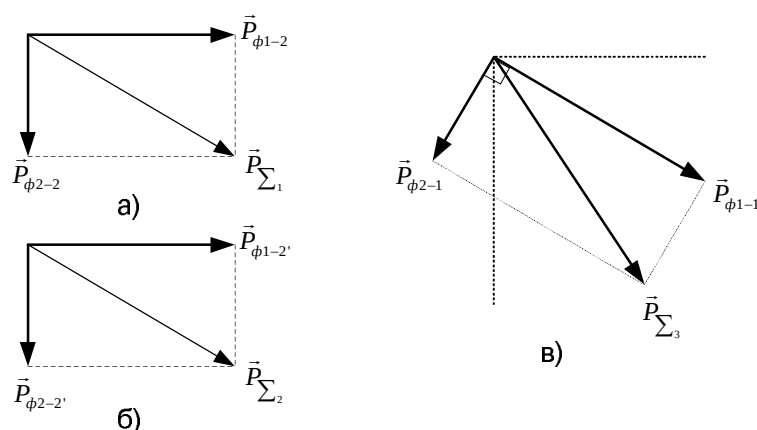


Рис. 5. Средняя мощность шума на выходе после первых (а), вторых (б) и третьих (в) сумматоров

Выводы

По результатам исследований показано, что: при выполнении повторного разложения исходного сигнала с увеличением числа этапов, что также приводит к увеличению числа каналов, алгоритмы обработки и передачи сигналов, основанные на модификации алгоритма Хургина–Яковлева, обеспечивают лучшую помехоустойчивость по сравнению с аналогами, основанными на теореме В.А. Котельникова.

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.

УДК 621.391; ГРНТИ 49.03.03

ЗНАЧЕНИЕ АДАПТАЦИИ В ОБЛАСТИ МЕДИЦИНСКОЙ РАДИОСВЯЗИ

В.С. Самойлов

*Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Российская Федерация, Владимир, insertend175@gmail.com.*

Аннотация. В тексте рассматривается роль радиосвязи в современной медицинской практике, подчеркивается важность передачи данных в реальном времени для быстрой диагностики, мониторинга состояния пациента и дистанционного управления медицинским оборудованием. Отмечаются такие преимущества беспроводной связи, как мобильность и гибкость при оказании медицинской помощи. Обсуждается важность удаленного мониторинга пациентов и оптимизации энергопотребления в чрезвычайных ситуациях. Обсуждаются методы ПОС, с помощью которых можно адаптивно регулировать мощность передаваемого сигнала и обеспечивать стабильную передачу данных.

Ключевые слова: радиосвязь, медицина, данные, мониторинг, пациенты, беспроводная связь, адаптация, качество связи.

THE IMPORTANCE OF ADAPTATION IN THE FIELD OF MEDICAL RADIOCOMMUNICATION

V.S. Samoilov

*Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov,
Russia, Vladimir, insertend175@gmail.com.*

Annotation. The text discusses the role of radio communication in modern medical practice It emphasises the importance of real-time data transmission for rapid diagnosis, patient monitoring and remote control. rapid diagnosis, patient monitoring and remote control of medical equipment. medical equipment. The advantages of wireless communication are highlighted, such as mobility and flexibility in the delivery of medical care. The importance of the importance of remote patient monitoring and energy optimisation in emergency situations. emergency situations. LBL (Loop Back Links) techniques that can adaptively adjust the transmitted signal power and ensure stable data transmission are discussed. of the transmitted signal and ensure stable data transmission.

Keywords: radio communication, medicine, data, monitoring, patients, wireless communication, adaptation, communication quality communication.

Радиосвязь играет важную роль в современной медицинской практике, обеспечивая эффективное взаимодействие между медицинским персоналом, оборудованием и информационными системами. Современные технологии радиосвязи позволяют передавать данные в

реальном времени, обеспечивая оперативную диагностику, мониторинг состояния пациентов, а также удаленное управление медицинскими устройствами. Одним из основных преимуществ радиосвязи является возможность передачи данных без проводной связи, что обеспечивает большую гибкость и мобильность во время оказания медицинской помощи. Благодаря беспроводной связи врачи могут получать данные о состоянии пациента непосредственно на свои мобильные устройства, оперативно реагировать на изменения и принимать необходимые меры. Еще одним важным аспектом радиосвязи является возможность удаленного мониторинга пациентов. Современные медицинские устройства оснащены специальными сенсорами, которые могут передавать данные о физиологических показателях пациента на центральный мониторинговый пункт [1]. Это позволяет врачам следить за состоянием больных даже на расстоянии и вовремя реагировать на любые отклонения. Благодаря радиосвязи, медицинское оборудование становится более эффективным и удобным в использовании. Радиосвязь обеспечивает быструю передачу информации, повышает качество медицинского обслуживания и помогает сохранить жизни пациентов в критических ситуациях. Таким образом, радиосвязь играет важную роль в улучшении качества медицинской помощи и содействует развитию современной медицины.

Введение адаптации в радиосвязь при медицинском обслуживании пациентов может принести несколько значимых преимуществ [2]. Применяя методы адаптации можно улучшить качество связи, оптимизировав радиосигналы в зависимости от окружающей среды, удаленности и других факторов, что позволит улучшить качество связи. Адаптация позволяет увеличить дальность передачи сигнала и повысить уровень безопасности передачи данных, защищая от помех или несанкционированного доступа в условиях, когда необходимо обеспечить связь на больших расстояниях. Также нужно учитывать, что важно повысить энергосбережение в условиях чрезвычайных ситуаций и военных действий. Системы адаптации могут помочь оптимизировать расход энергии в радиосвязи, что позволит увеличить срок службы аккумуляторов и снизить затраты на энергопотребление.

Применение адаптации излучаемой радиосредством энергии в беспроводных коммуникационных системах играет важную роль в обеспечении стабильной и эффективной передачи данных. Для реализации адаптации могут применяться различные методы и алгоритмы. Одним из таких методов является петля обратной связи (ПОС), используемая для регулирования мощности передаваемого сигнала на основе обратной связи от приемника. Это позволяет динамически подстраивать мощность передачи в зависимости от условий в канале связи. Информации о текущем состоянии системы фиксируется датчиками или другими устройствами измерения. Сравнение измеренных данных с желаемым состоянием системы, позволяет выявить нужные сигналы управления [3]. Применение управляющих сигналов для коррекции состояния системы позволяет уменьшить ошибки. ПОС позволяет системам адаптироваться к изменениям условий и динамически реагировать на различные воздействия. В медицинской радиосвязи ПОС может повысить эффективность и надежность коммуникации, улучшить качество обслуживания пациентов и обеспечить большую безопасность передачи медицинских данных.

При помехоустойчивом кодировании передаваемой информации заданная величина избыточности является важным параметром, который определяет степень надежности и устойчивости связи в различных условиях. Адаптивно меняя величину избыточности с помощью ПОС можно получить запас или излишек энергетических ресурсов, которые могут быть использованы для компенсации потерь в канале связи, улучшения качества передачи данных и обеспечения надежности работы оборудования. Величина избыточности должна быть адаптирована под конкретные условия эксплуатации оборудования, такие как место расположения, помеховая обстановка, наличие препятствий и другие факторы, влияющие на качество связи. В зависимости от уровня критичности медицинского оборудования и особенностей работы, необходимо определить необходимую величину избыточности для обеспечения

надежной и стабильной связи. С увеличением избыточности может расти энергопотребление оборудования, поэтому необходимо балансировать между уровнем избыточности и энергоэффективностью системы радиосвязи. Избыточность играет важную роль при компенсации ошибок, возникающих от влияния помех и интерференционных замираний, что способствует более надежной передаче данных и обеспечению стабильной связи [4].

Адаптивное изменение характеристик канала связи можно осуществить за счет организации обратного низкоскоростного канала связи, по которому передается качественная оценка принятого сигнала. Рассмотрим организацию адаптивного канала связи управлением БПЛА малого радиуса действия [5].

На сегодняшний день, особенно популярными являются модули управления БПЛА с малым радиусом действия на основе технологии LoRa. Технология LoRa позволяет осуществлять передачу и прием пакетов сообщений с разной битовой скоростью и шириной полосы управляющего сигнала, применять помехоустойчивое кодирование и изменять частоту передачи сообщений в широком диапазоне.

Сигналы управления для таких БПЛА передаются в виде блоков, следующих друг за другом 25 или 50 раз в секунду, и содержат несколько байт информации. Поскольку приемник управляющих сигналов на борту БПЛА содержит аналогичный чип трансивера с технологией LoRa, то можно использовать его для организации обратного канала связи, по которому передавать информацию о качестве управляющего канала связи на текущий момент времени. Такая информация является короткой и содержит всего несколько бит [6].

Передача оценки качества канала управления возможна либо как ответ на каждый передаваемый блок управляющих сигналов, либо раз в несколько управляющих блоков. На рисунке 1 приведена структура блока сообщения по технологии LoRa [7].

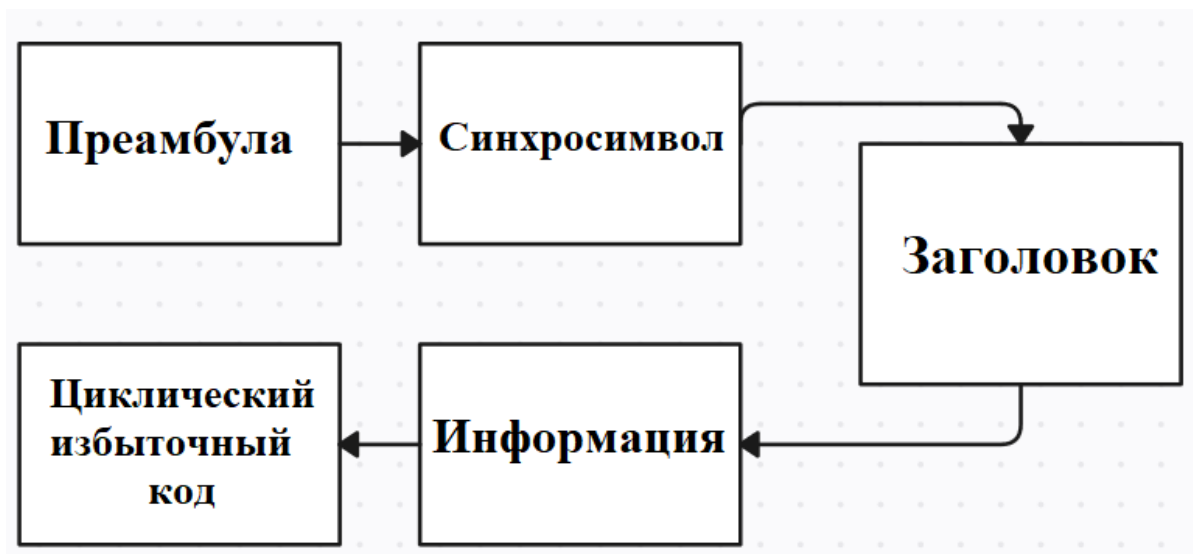


Рис. 1. Блок сообщения по технологии LoRa

Наиболее простой метод экономии ресурсов при адаптивном кодировании информации состоит в задании допустимой вероятности ошибки в системе связи P_0 и поддержании ее величины адаптируясь к состоянию канала связи. Если в канале связи допустимая вероятность ошибки составляет $P_0 = 10^{-5}$, то уже не требуется тратить энергетические ресурсы на достижение $P_0 = 10^{-6}$ и более. Экономия ресурсов при адаптивном кодировании информации - это важная область, которая продолжает развиваться с увеличением объема передаваемых данных. С помощью эффективных методов сжатия данных и адаптивного кодирования информации можно значительно уменьшить объем данных, необходимых для хранения и передачи информации, что в конечном итоге приводит к экономии ресурсов.

Библиографический список

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е: Пер. с англ. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. - 1104 с.
2. Кульпин А.С., Полушин П.А., Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Адаптивный кодер для систем телеуправления магистральными газопроводами // Проектирование и технология электронных средств. 2005. № 4. С. 59-63.
3. Пышкин И.М., Дежурный И.И. и др. Сухопутная подвижная радиосвязь. Кн.1. Основы теории. / Под ред. Семенихина В.С. и Пышкина И.М.-М.: Радио и связь, 1990.-432С.
4. Семанов А.О., Блинников М.А., Пирмагомедов Р.Я. Обзор технологий связи медицинских приложений Интернета Вещей // Информационные технологии и телекоммуникации. 2018. Том 6. № 1. С. 63–71.
5. Samoylov A.G., Samoylov S.A., Samoylov V.S., Galkin A.P. Adaptive encoding in remote digital telemetry and command systems / IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, Volume 450. – 2018. - С.1-5.
6. Борисова М.В., Парамонов А.И., Пирмагомедов Р.Я. Анализ свойств трафика машина-машина и его влияния на качество обслуживания // 19-я Международная научная конференция «Распределенные компьютерные и телекоммуникационные сети: управление, вычисление, связь (DCCN-2016)». 2016. С. 36–43.
7. Самойлов А.Г., Самойлов В.С., Самойлов С.А. Адаптивное согласование радиопередающих устройств с динамической нагрузкой / 78-я всероссийская конференция "радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий". – 2013. - С. 305-309.

УДК 629.783; ГРНТИ 89.29.65

РЕАЛИЗАЦИЯ СПУТНИКОВОГО ИНТЕРНЕТА. РАЗНЕСЁННЫЙ ПРИЁМ В РРЛ

К.А. Сафарова

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

Аннотация. В данной статье рассматриваются вопросы реализации спутникового интернета с использованием разнесенного приема в радиорелейных линиях (РРЛ). Анализируются основные принципы работы такой технологии, ее преимущества, вызовы, а также перспективы развития. Освещены вопросы снижения ошибок передачи, повышения надежности и адаптации к сложным условиям эксплуатации. Особое внимание уделено новым подходам к обработке сигналов, адаптивным методам компенсации помех и перспективам интеграции с наземными сетями 5G.

IMPLEMENTATION OF SATELLITE INTERNET. A SPACED RECEPTION IN THE RRL

К.А. Safarova

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

Abstract. This article discusses the implementation of satellite internet using space diversity reception in radio relay lines (RRL). The main principles of this technology, its advantages, challenges, and development prospects are analyzed. Issues of error reduction, reliability improvement, and adaptation to complex operating conditions are highlighted. Special attention is given to new approaches in signal processing, adaptive interference compensation methods, and prospects for integration with terrestrial 5G networks.

Современные информационные технологии предъявляют высокие требования к скорости, стабильности и доступности каналов связи. Одним из самых перспективных направлений является спутниковый интернет, позволяющий обеспечивать глобальное покрытие даже в самых отдалённых районах планеты. В этой статье рассматриваются ключевые аспекты реализации спутникового интернета, уделяется внимание технологии разнесённого приёма в системах РРЛ (радиорелейных линиях или аналогичных распределённых системах), а также анализируются преимущества и проблемы, связанные с внедрением данных технологий.

Спутниковый интернет становится всё более актуальным благодаря развитию малых спутниковых группировок на низких околоземных орбитах (LEO), которые позволяют снизить задержки и увеличить пропускную способность систем. При этом распределённый приём сигналов, реализуемый с помощью разнесённого приёма в РРЛ, обеспечивает дополнительное преимущество в виде устойчивости связи, повышения качества сигнала и возможности объединения данных, получаемых с различных приёмных станций. Такой подход особенно важен в условиях переменчивости атмосферных условий и влияния электромагнитных помех [1].

История и развитие спутникового интернета: зарождение идеи и первые эксперименты

История спутниковой связи началась ещё в середине XX века с запуском первых искусственных спутников, когда исследователи увидели возможность передачи сигналов через космическое пространство. Первоначальные эксперименты проводились для передачи ограниченных объёмов данных, однако уже тогда было очевидно, что спутниковая связь обладает потенциалом для создания глобальной системы коммуникаций.

Со временем с развитием технологий обработки сигналов и миниатюризации электронных компонентов возникла возможность создания специализированных платформ для передачи широкополосного интернета. Первые коммерческие проекты спутникового интернета, ориентированные на обслуживание отдалённых регионов, стали появляться в 1990-х годах, однако высокие затраты и технические ограничения того времени ограничивали их применение.

Эволюция технологий и переход на LEO

Современная эпоха спутникового интернета знаменует переход от традиционных геостационарных (GEO) спутников к группировкам малых спутников на низких орбитах (LEO). Такой сдвиг позволил существенно сократить задержки сигнала, повысить пропускную способность и обеспечить более надёжное покрытие территорий с низкой плотностью населения. При этом концепция распределённого приёма, реализуемая в системах РРЛ, стала необходимым инструментом для оптимизации качества передачи данных.

Развитие цифровых технологий, совершенствование алгоритмов обработки сигналов и интеграция современных сетевых протоколов позволяют создать инфраструктуру, способную объединить данные, полученные с нескольких приёмных узлов, что способствует стабильности и устойчивости системы в целом. Это особенно важно при работе в сложных метеорологических условиях или при наличии значительных помех.

Реализация спутникового интернета представляет собой сложный процесс, требующий интеграции различных технологий и инфраструктур. На начальном этапе необходимо обеспечить наличие геостационарного или низкоорбитального спутника с достаточной пропускной способностью для обслуживания целевой аудитории. Затем создается наземная инфраструктура, включающая в себя центральную станцию (хаб) для управления трафиком и пользовательские терминалы (спутниковые антенны и модемы).

Ключевым элементом является модуляция и демодуляция сигнала, обеспечивающая эффективную передачу данных между спутником и терминалами. Разрабатываются протоколы для минимизации задержек и обеспечения стабильного соединения. Важным аспектом является управление ресурсами спутника, чтобы гарантировать равный доступ для всех пользователей [2].

После установки оборудования проводится настройка и тестирование системы. Пользователям предоставляется техническая поддержка и обслуживание. Реализация спутниково-

го интернета открывает доступ к сети в отдаленных и труднодоступных районах, где другие способы связи невозможны или нерентабельны.

Современные технологии спутниковой связи стремительно развиваются, предлагая доступ к интернету в самых отдаленных уголках планеты. Однако стандартные методы передачи данных через спутник зачастую сопровождаются высокой задержкой, затуханием сигнала и значительным уровнем помех. Одним из перспективных решений этих проблем является разнесенный прием в радиорелейных линиях (РРЛ), который обеспечивает повышение устойчивости передачи данных и снижение вероятности ошибок.

Основные принципы технологии разнесенного приема

Разнесенный прием подразумевает использование нескольких приемных точек, расположенных на определенном удалении друг от друга, для обработки одного и того же сигнала. Данный метод применяется для минимизации влияния многолучевого распространения и атмосферных возмущений [3].

Существуют три основных типа разнесенного приема:

1. Частотное разнесение – прием сигнала на нескольких частотах для уменьшения узкополосных помех.
2. Пространственное разнесение – отдельный прием на удаленных антеннах с последующей обработкой.
3. Поляризационное разнесение – использование ортогональных поляризаций для разделения сигналов.

Преимущества разнесенного приема в спутниковом интернете

Использование разнесенного приема в РРЛ спутникового интернета предоставляет следующие ключевые преимущества:

- снижение вероятности потери данных, что особенно важно в сложных условиях эксплуатации;
- устойчивость к замираниям и атмосферным явлениям, таким как дождь, снег и грозовые фронты;
- минимизация интерференции и перекрестных помех, что способствует увеличению скорости передачи;
- гибкость настройки параметров системы, позволяющая адаптироваться к изменяющимся условиям сети.

Технические вызовы и ограничения

Несмотря на преимущества, реализация разнесенного приема сопряжена с рядом сложностей:

- необходимость сложной синхронизации между приемными точками, что требует точной временной корреляции;
- высокие затраты на установку и обслуживание дополнительного оборудования, включая приемные антенны и системы обработки сигналов;
- повышенные вычислительные ресурсы, необходимые для сложных алгоритмов обработки и комбинирования сигналов.

Методы улучшения эффективности разнесенного приема

Для повышения эффективности разнесенного приема применяются современные методы цифровой обработки сигналов, включая:

- алгоритмы машинного обучения для предсказания оптимальных параметров приема;

- адаптивные фильтры и эквалайзеры, способные компенсировать интерференцию;
- использование многоантенных систем ММО, обеспечивающих увеличение пропускной способности.

Перспективы и будущее технологии

В ближайшие годы ожидается дальнейшее развитие технологии разнесенного приема в спутниковых системах за счет:

- интеграции с наземными 5G и 6G сетями, обеспечивающими гибридное подключение;
- разработки интеллектуальных алгоритмов обработки данных, минимизирующих задержки и ошибки передачи;
- применения квантовых коммуникационных технологий, открывающих новые горизонты в области устойчивости передачи данных.

Реализация спутникового интернета с использованием технологий разнесённого приёма в РРЛ представляет собой одно из наиболее перспективных направлений в области глобальных коммуникаций. Современные технические достижения, такие как малые спутниковые группировки LEO, адаптивные алгоритмы обработки сигналов и распределённые системы приёма, позволяют обеспечить стабильное, высокоскоростное и отказоустойчивое соединение даже в самых удалённых районах.

Несмотря на высокую стоимость развертывания и сложность технической интеграции, преимущества данной технологии – от глобального покрытия до высокой устойчивости к внешним помехам – делают её привлекательной для внедрения как в развивающихся странах, так и в развитых регионах с высокой потребностью в надёжном доступе к интернету. Интеграция спутниковых сетей с наземными коммуникационными инфраструктурами, применение искусственного интеллекта и дальнейшее совершенствование аппаратных средств открывают большие перспективы для будущих разработок в данной области.

Таким образом, дальнейшее развитие спутникового интернета в сочетании с разнесённым приёмом в системах РРЛ может сыграть ключевую роль в создании глобальной, гибкой и масштабируемой системы связи, способной удовлетворить потребности современного общества в высококачественном доступе к информации и цифровым услугам [1,2].

Эта статья демонстрирует, как современные технологии и инновационные подходы позволяют преодолевать технические и организационные барьеры, обеспечивая стабильную и высокоскоростную связь даже в самых сложных условиях. Развитие спутникового интернета, вкупе с разнесённым приёмом, открывает новые горизонты для глобальной цифровой трансформации и интеграции различных сетевых решений в единую, высокотехнологичную систему коммуникаций.

Библиографический список

1. Васильев, П.А. Основы радиорелейных линий связи. – М.: Техносфера, 2020. – 320 с.
2. Иванов, К.С. Спутниковые системы связи: теория и практика. – СПб.: Питер, 2019. – 280 с.
3. Смирнов, В.И. Радиосвязь и помехоустойчивость. – Новосибирск: Сибирское научное издательство, 2021. – 250 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 49.43

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ДЛЯ АДАПТАЦИИ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ К ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКЕ

В.И. Тетюхин, А.А. Лисничук

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, tetjukhin@mail.ru*

Аннотация. В работе рассмотрены адаптация к помеховой обстановке для фазированной антенной решетки, модель диаграммы направленности (ДН) линейной эквидистантной антенной решетки в горизонтальной плоскости. Проанализирован метод многокритериальной оптимизации вектора амплитудно-фазового распределения. Описаны следующие показатели качества оптимизации: евклидова норма разности эталонной ДН и рассчитанной ДН, сумма уровней рассчитанной ДН в точках помех и максимальный уровень рассчитанной ДН в области боковых лепестков. Получены результаты работы алгоритма оптимизации. Приведены графики исходных и оптимизированных ДН.

Ключевые слова: многокритериальная оптимизация, диаграмма направленности, диаграммообразование, беспроводная связь, фазированная антенная решётка.

MULTI-OBJECTIVE OPTIMIZATION FOR PHASED ARRAY ANTENNA RADIATION PATTERN ADAPTATION TO AN INTERFERENCE ENVIRONMENT

V.I. Tetyukhin, A.A. Lisnichuk

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

The summary. This paper considers methods of adaptation to interference environment for a phased array antenna. A model of the radiation pattern (RP) of a linear equidistant antenna array in the horizontal plane is considered. The method of multi-objective optimization of the amplitude-phase distribution vector is analyzed. The following optimization quality indicators are described: the Euclidean norm of the difference between the reference RP and the calculated RP, the sum of the calculated RP levels at the interference points, and the maximum calculated RP level in the area of the side lobes. The results of the optimization algorithm are obtained. Graphs of the initial and optimized RP are presented, as well as a comparison to evaluate the performance of the third quality indicator.

Keywords: multi-objective optimization, radiation pattern, beamforming, wireless communication, phased array antenna.

Технологии мобильной связи пятого и шестого поколений призваны решить такие вызовы, как рост мобильного трафика, увеличение числа обслуживаемых абонентов, а также нехватка частотного ресурса. Для их преодоления необходимо использовать технологии адаптивного диаграммообразования, а именно цифрового диаграммообразования с использованием программно-определяемых радиоплатформ, работающих на основе алгоритма адаптации.

Для алгоритмов адаптивного диаграммообразования, основанных на эталонном (или обучающем) методе, таких как метод наименьших квадратов (LMS) [1], [2], адаптивный алгоритм формирования луча используют эталонный сигнал или обучающую последовательность для настройки амплитуд и фаз каждого весового коэффициента в соответствии с временными задержками, создаваемыми сигналами, попадающими в антенную решетку. Это требует решения линейной системы нормальных уравнений. Основная причина, по которой, как правило, нежелательно напрямую решать обычные уравнения, заключается в том, что сигнальная среда постоянно меняется.

Алгоритм наименьших среднеквадратичных значений (LMS) – один из простейших алгоритмов, который обычно используется для корректировки весов. Алгоритм LMS – это алгоритм низкой сложности, который не требует прямого обращения ковариационной мат-

рицы и затрат памяти. Более того, это аппроксимация метода наискорейшего спуска с использованием оценки градиента вместо фактического значения градиента, поскольку вычисление фактического значения градиента невозможно, так как для этого потребовалось бы априорное знание поступающих сигналов. Алгоритм LMS минимизирует функцию затрат среднеквадратичной ошибки и итеративно решает уравнение Винера–Хопфа без необходимости обращения ковариационной матрицы. Основным недостатком алгоритма LMS является то, что он имеет тенденцию к медленной сходимости, особенно в условиях шума.

В методах оптимального диаграммообразования определяется весовой вектор, который минимизирует целевую функцию. Наиболее часто используемыми методами оптимального диаграммообразования являются минимальная среднеквадратичная ошибка (MMSE), максимальное отношение сигнал/шум (MSNR) и минимальная дисперсия (шум) (MV). Критерий минимальной среднеквадратичной ошибки (MMSE) является одним из наиболее широко используемых показателей эффективности при вычислении оптимальных весов. Решение этой функции приводит к созданию специального класса оптимальных фильтров, называемых фильтрами Винера [3].

Для формирования максимума диаграммы направленности (ДН) и нулей в заданных направлениях (соответственно для обеспечения высокого коэффициента усиления антенны и минимума действия пространственно-локализованных помех), а также минимизации уровня боковых лепестков ДН, требуется поиск баланса между критериями, а не оптимизация одного показателя. В связи с этим, актуальна задача применения многокритериального подхода при разработке алгоритма адаптации для фазированной антенной решетки. Многокритериальная оптимизация отличается от других методов оптимизации тем, что она направлена на одновременное решение задач с целевыми функциями, которые могут быть конфликтующими.

Описание модели ДН

Для решения данной задачи была рассмотрена модель ДН линейной эквидистантной антенной решетки в горизонтальной плоскости, проанализирован метод многокритериальной оптимизации вектора амплитудно-фазового распределения и получены результаты в виде графиков ДН.

Комплексное значение цифрового сигнала при приеме представлено в матричной форме:

$$y(\varphi) = (w, s(\varphi)) = w^H s(\varphi), \quad (1)$$

где w^H – эрмитово-сопряженная матрица весовых коэффициентов, а $s(\varphi)$ – фазирующий вектор плоской волны, имеющий следующий вид:

$$s_n(\varphi) = e^{i2\pi n \frac{d}{\lambda} \sin \varphi}, \quad (2)$$

где $n = 1 \dots N$ – номер антенного элемента ($N = 10$), $d = 0,5\lambda$ – период антенной решетки, λ – длина волны, φ – азимутальный угол.

Рассчитанная ДН определяется по формуле:

$$T(\varphi) = |y(\varphi)|^2. \quad (3)$$

Показатели качества и целевой функции

Показатели качества:

1. Евклидова норма разности эталонной ДН $\mathcal{E}(\varphi)$ и рассчитанной ДН $T(\varphi)$, вычисляемая по формуле (4). Чем меньше этот параметр, тем лучше.

$$k_1(\bar{A}) = \|\mathcal{E}(\varphi) - T(\varphi)\|_2. \quad (4)$$

Эталонная ДН представляет собой прямоугольную функцию (показана на рисунке 1):

$$\mathcal{E}(\varphi) = \begin{cases} 1, & \varphi \in \left[\varphi_1 - \frac{\varphi_{ш}}{2}; \varphi_1 + \frac{\varphi_{ш}}{2} \right] \\ 0, & \varphi \notin \left[\varphi_1 - \frac{\varphi_{ш}}{2}; \varphi_1 + \frac{\varphi_{ш}}{2} \right] \end{cases}, \quad (5)$$

где φ_1 – угол луча максимального приема; $\varphi_{ш} > 0$ – ширина луча.

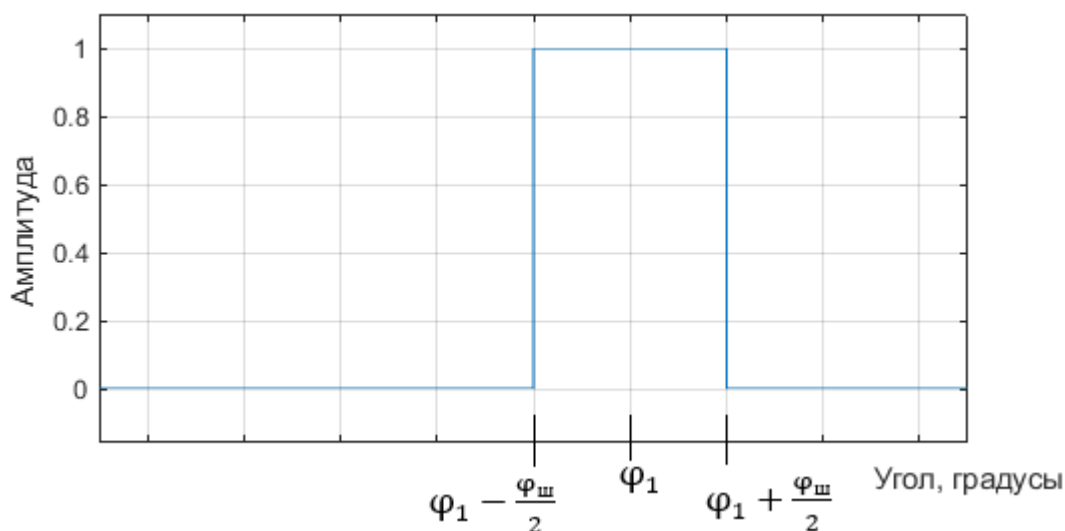


Рис. 1. Эталонная ДН $\mathcal{E}(\varphi)$

Так как эталонная ДН $\mathcal{E}(\varphi)$ не должна выходить за пределы $[-90^\circ; 90^\circ]$, то параметры φ_1 и $\varphi_{ш}$ не должны нарушать условия $\varphi_1 - \frac{\varphi_{ш}}{2} \geq -90^\circ$ и $\varphi_1 + \frac{\varphi_{ш}}{2} \leq 90^\circ$.

2. Сумма уровней рассчитанной ДН в точках помех (6). Чем меньше этот параметр, тем лучше.

$$k_2(\bar{A}) = \sum_{i=1}^m T(\varphi_0^{(i)}), \quad (6)$$

где $\varphi_0^{(i)} \in [-90^\circ; 90^\circ]$ – угол i -й точки помехи, m – количество точек помех.

3. Максимальный уровень рассчитанной ДН в области боковых лепестков φ_s (7). Чем меньше этот параметр, тем лучше.

$$k_3(\bar{A}) = \max(T(\varphi_s)). \quad (7)$$

Весовые коэффициенты для расчета целевой функции выбраны равными:

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \frac{1}{3}.$$

Для нормировки показателей качества (приведение в единый динамический диапазон) эмпирическим путем выбраны следующие масштабирующие коэффициенты: $M_1 = 0,1$; $M_2 = 1$; $M_3 = 2$.

Целевая функция имеет следующий вид:

$$Q(\bar{A}) = \alpha_1 M_1 k_1(\bar{A}) + \alpha_2 M_2 k_2(\bar{A}) + \alpha_3 M_3 k_3(\bar{A}). \tag{8}$$

В качестве исходной точки оптимизации \bar{A}_0 принят единичный весовой вектор ($w_n = 1 + i$). После оптимизации $\min_{\bar{A}} Q(\bar{A})$ получим весовой вектор \bar{A}_{opt} .

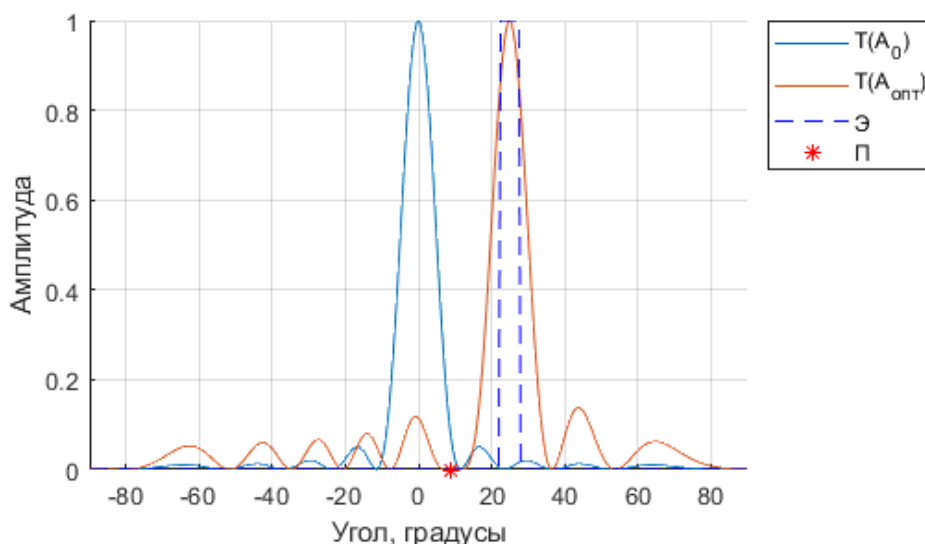
Результаты работы алгоритма оптимизации

Для демонстрации работы алгоритма оптимизации выберем следующие параметры: $\varphi_1 = 25^\circ$, $\varphi_u = 5^\circ$, $\varphi_0 = 9^\circ$, $\varphi_s \in [-90^\circ; 5^\circ] \cup [45^\circ; 90^\circ]$.

Для сравнения приведены результаты без третьего показателя качества (рис. 2): $T(\varphi_0) = -28,1 \text{ дБ}$, уровень боковых лепестков $-9,3 \text{ дБ}$.

Результаты для трех показателей качества показаны на рисунке 3. Значение целевой функции до и после оптимизации: $Q(\bar{A}_0) = 0,86$; $Q(\bar{A}_{opt}) = 0,12$. Уровень ДН в точке помехи $T(\varphi_0) = -27 \text{ дБ}$. Уровень боковых лепестков $-18,4 \text{ дБ}$ (выигрыш по третьему показателю качества составил $9,1 \text{ дБ}$).

а)



б)

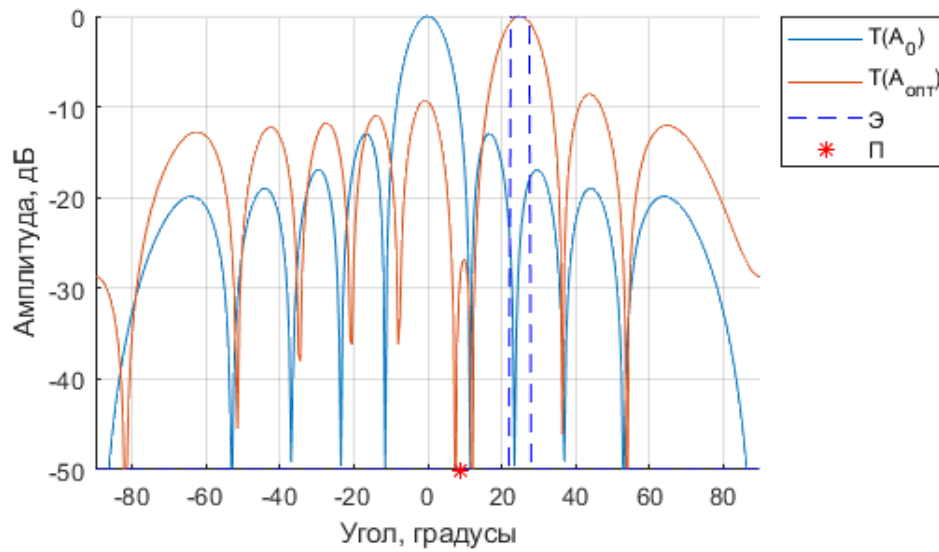
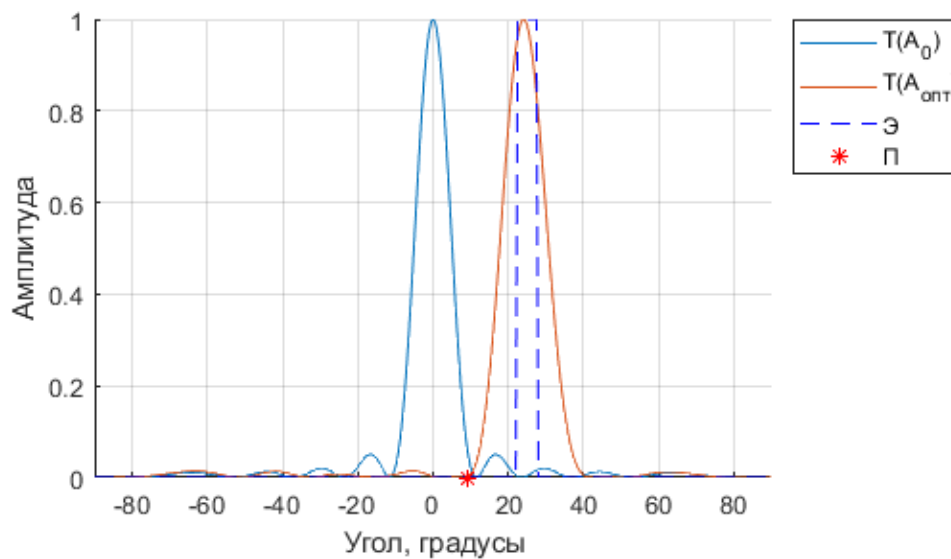


Рис. 2. График ДН в азимутальной плоскости – оптимизация по двум показателям качества ($T(A_0)$ – рассчитанная ДН для \bar{A}_0 , $T(A_{\text{опт}})$ – рассчитанная ДН для $\bar{A}_{\text{опт}}$, \mathcal{E} – эталонная ДН, П – угол точки помехи φ_0): а) в линейном масштабе; б) в логарифмическом масштабе

а)



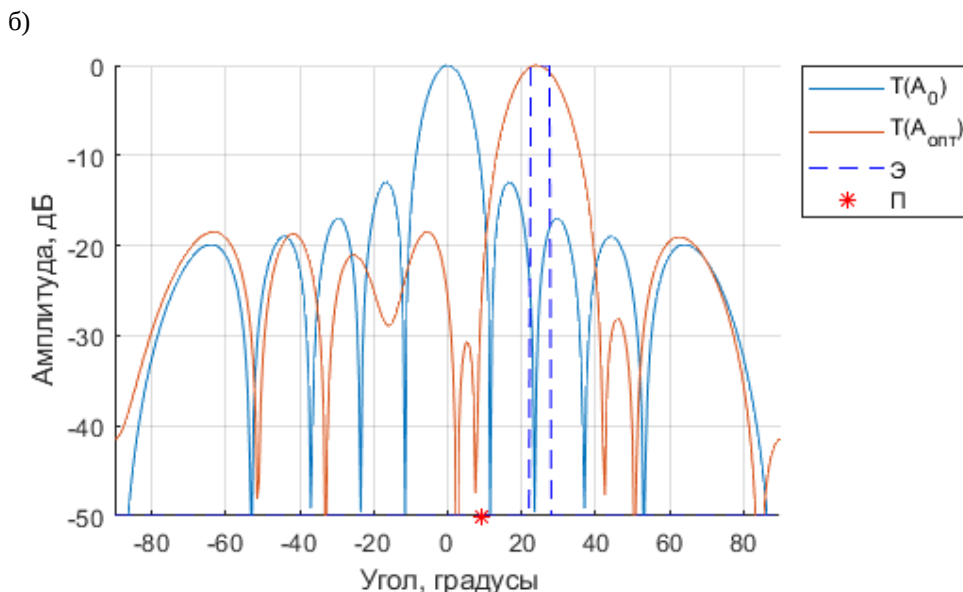


Рис. 3. График ДН в азимутальной плоскости – оптимизация по трём показателям качества:
а) в линейном масштабе; б) в логарифмическом масштабе

Библиографический список

1. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
2. S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, 1996.
3. Balanis C. A. Antenna Theory - Analysis and Design, 4th Edition – John Wiley & Sons, Inc. 2016.
4. Нечаев, Ю. Б. Алгоритмы диаграммообразования адаптивных антенных решеток в условиях многолучевого распространения радиоволн / Ю. Б. Нечаев, Д. Н. Борисов, И. В. Пешков // Научные ведомости БелГУ. Серия: Экономика. Информатика. – 2012. – № 1(120). – С. 194-202.
5. Алгоритм формирования многолучевых диаграмм направленности на основе искусственного интеллекта для цифровой антенной решетки для сетей пятого поколения / В.И. Тетюхин, К.С. Сайфуллозода, В.В. Помещиков, А.О. Смирнов // Радиоэлектроника. Проблемы и перспективы развития. – Тамбов: Изд. центр ФГБОУ ВО "ТГТУ", 2022. – С. 277-279.
6. Ротхаммель К. Антенны. Издание 11-е / Под ред. А. Кришке. – М.: Данвел. 2005. – 414 с.
7. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. – 800 с.

УДК 004.93'12; ГРНТИ 28.23.15

ПРАКТИЧЕСКОЕ СРАВНЕНИЕ НЕЙРОСЕТЕВЫХ МОДЕЛЕЙ ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ОБЪЕКТОВ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ, ПОСТУПАЮЩИХ С БПЛА

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 проводится сравнение двух нейросетевых моделей с целью нахождения лучшей из них в задачи детектирования объектов поступающих с телевизионной системы беспилотного летающего аппарата (БПЛА). При сравнении использовались две модели с открытым исходным кодом, а именно YOLOv8n и SSD512 (ResNet). Дообучение и сравнение моделей производилось на наборе данных VisDrone2019-DET, который предназначен для целей обучения моделей работы с изображениями, поступающими с БПЛА. Сравнение моделей проводилось по показателям mAP — средней точности модели по определению классов объектов, точности их работы и полноты правильных ответов. Кроме того была проведена оценка скорости работы по показателю количества обработанных кадров в секунду (FPS). Показано, что YOLOv8n превосходит SSD512 (ResNet) по всем указанным показателям качества работы и лучше подходит для случая применения на БПЛА.

Ключевые слова: телевизионные системы, компьютерное зрение, CV, искусственный интеллект, детекторы объектов, машинное обучение.

PRACTICAL COMPARISON OF NEURAL NETWORK MODELS IN SOLVING THE PROBLEM OF DETECTING OBJECTS IN IMAGES COMING FROM UAVS

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 compares two neural network models to find the best ones in the tasks of detecting incoming objects from the television system of an unmanned aerial vehicle (UAV). Two open-source models were used, namely YOLOv8n and SSD512 (ResNet). Further training and comparison of models obtained on the VisDrone2019-DET dataset, designed for training models for working with images coming from UAVs. The models were compared based on mAP indicators - the average accuracy model for determining object classes, the accuracy of their work and completely correct answers. In addition, the speed of work was assessed based on the number of calculated frames per second (FPS). It is shown that YOLOv8n outperforms SSD512 (ResNet) in all performance indicators and is best suited for use on UAVs.

Keywords: television systems, computer vision, CV, artificial intelligence, object detectors, machine learning.

На сегодняшний день большое развитие получают беспилотные летательные аппараты (БПЛА), которые находят применение во многих областях: сельское хозяйство, контроль правил дорожного движения, наблюдение за состоянием техногенных объектов и т. д. Для того чтобы БПЛА могли автономно решать поставленные задачи необходимо применение систем компьютерного зрения. Такие системы решают множество задач, одной из которых является детектирование объектов на поступающих в систему изображениях [1...6].

Задача детектирования объектов на изображении заключается в выделении объектов на изображении ограничивающими рамками и определении их класса [7].

В данной работе произведено сравнение двух нейронных сетей, предназначенных для выполнения указанной задачи, а именно YOLOv8n и SSD512 (ResNet). Данные модели были выбраны, так как они обе являются одноэтапными [8], что позволяет использовать их в реальном масштабе времени, а также являются моделями с открытым исходным кодом, что позволяет дальше модифицировать их. В качестве набора данных для проведения сравнения моделей использован VisDrone2019-DET [9], так как он подготавливался специально для обучения моделей, используемых в беспилотных летательных аппаратах.

Показателями, по которым проведено сравнение моделей, являются количество обработанных в секунду изображений (FPS) и средняя по классам точность детектирования (mAP). Данные характеристики были выбраны, так как они позволяют оценить скорость работы нейронных сетей и корректно оценить качество их работы.

Перед проведением сравнения моделей, они были дообучены на вышеуказанном наборе данных, так как данные сети обучались для решения общих задач, таких как обнаружение людей, автомобилей и других объектов, которые находятся на уровне земли, что будет не корректно для нашего случая применения на беспилотных летательных аппаратах, в следствии чего mAP будет малым.

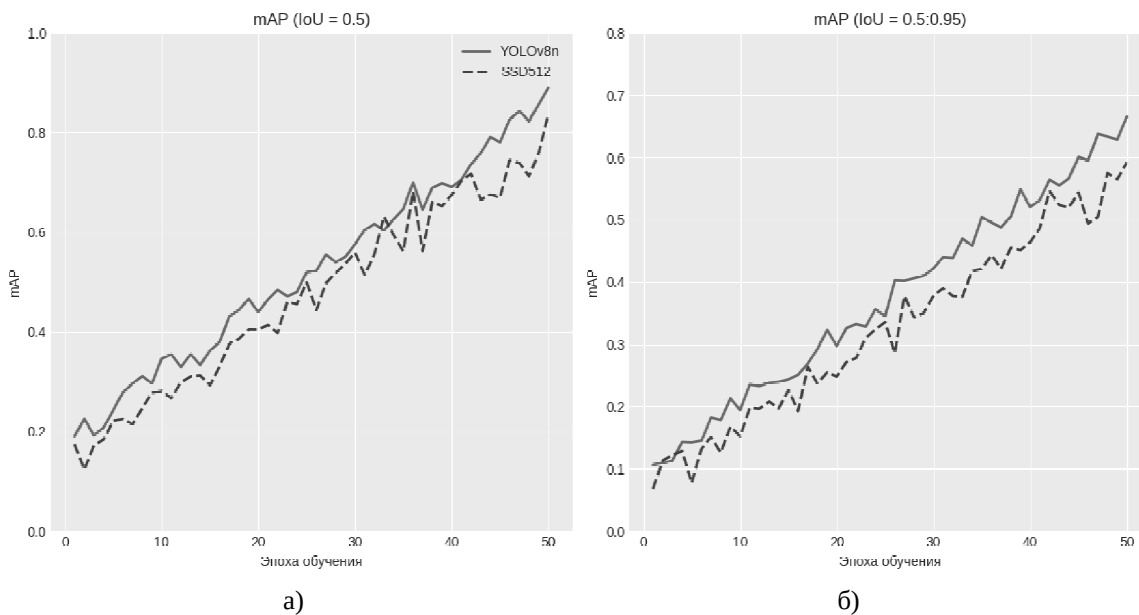


Рис. 1. График роста показателя mAP при фиксированном пороге IoU = 0,5 во время обучения (а); график роста показателя mAP при постепенном увеличении порога IoU = 0,5..0,95 во время обучения (б)

Как видно из графиков обучения YOLOv8n показывает лучшие значения показателя mAP по сравнению с SSD512 (ResNet) на тренировочной выборке в конце обучения. Также можно заметить, что модель YOLO показывает более резкий скачок качества работы на начальных этапах обучения, но при этом SSD показывает более плавный рост качества работы на всем протяжении обучения.

Рассмотрим результаты проведения тестирования нейронных сетей на валидационном наборе данных.

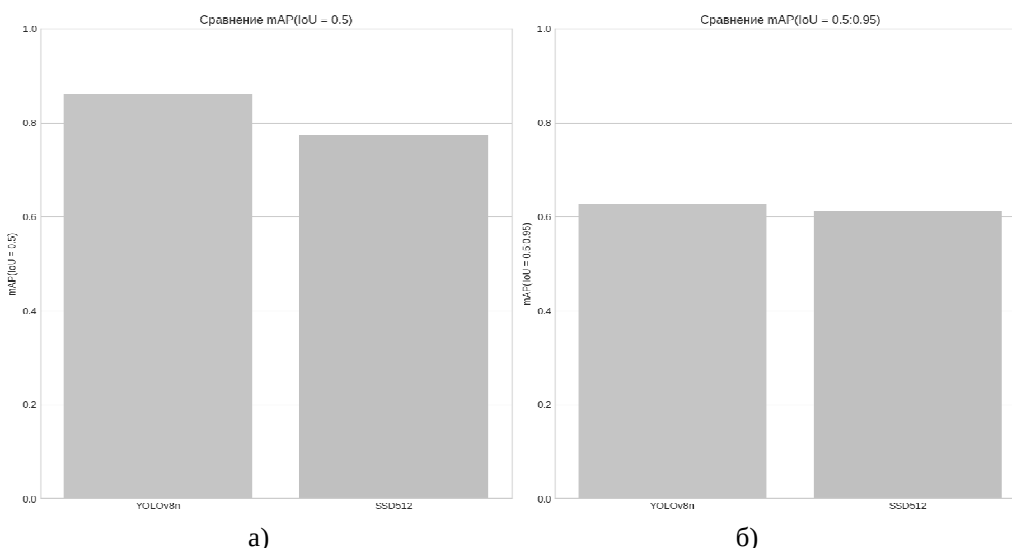


Рис. 2. Сравнение показателя mAP при фиксированном пороге IoU = 0,5 (а); сравнение показателя mAP при постепенном увеличении порога IoU = 0,5..0,95 во время обучения (б)

Как видно из рисунка 2 модель YOLO также показывает результат работы лучше, чем модель SSD, что также подтверждается значением показателей точности и полноты, показанных на рисунке 3.

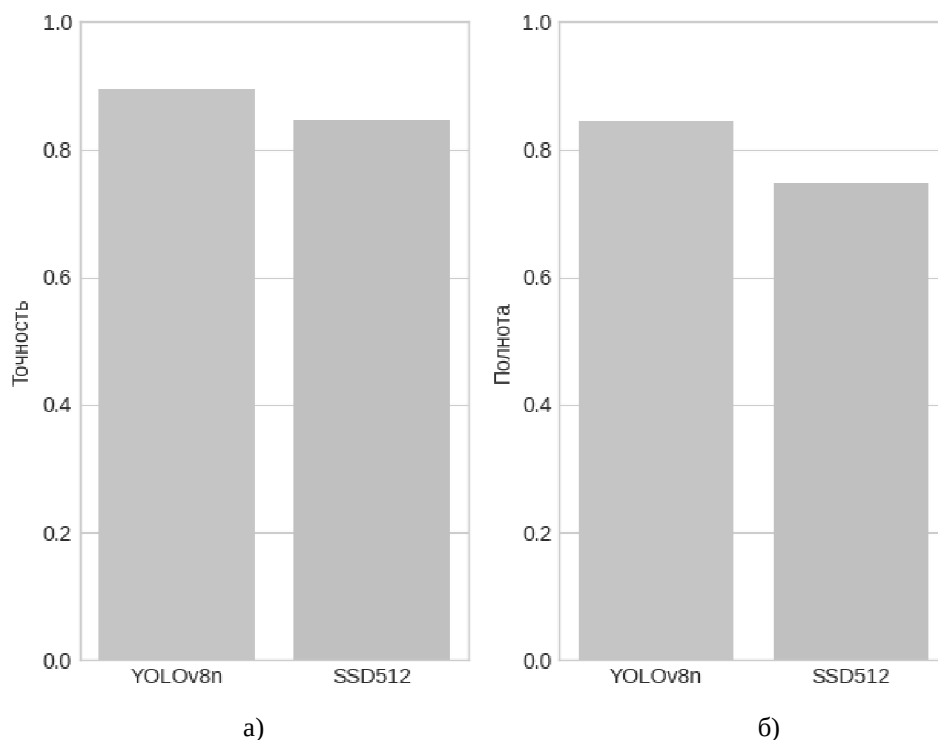


Рис. 3. Сравнение показателя точности (а), сравнение показателя полноты (б)

Также было проведено сравнение скорости работы двух моделей. Результаты показаны на рисунке 4.



Рис. 4. Сравнение скорости работы моделей

Подводя итоги можно сделать следующие выводы:

- 1) модель YOLO показывает лучшую точность (86% mAP при IoU = 0.5) по сравнению с моделью SSD (77% mAP при IoU = 0.5);
- 2) YOLO ведет себя стабильнее по сравнению с SSD при более строгих условиях работы (63% mAP при IoU = 0.5..0.95 у YOLO против 62% mAP при IoU = 0.5..0.95 у SSD);

3) модель YOLO допускает меньше ложных срабатываний (точность 90%), чем модель SSD (точность 84%);

4) YOLO пропускает объекты на изображениях (полнота 85%), чем SSD (полнота 75%);

5) YOLO показывает большую скорость обработки изображений (142 FPS), чем SSD (40 FPS).

Исходя из полученных результатов можно сделать вывод, что YOLO лучше подходит для задач связанных с управлением БПЛА или мониторинга с их помощью, так как обеспечивает высокую скорость обработки изображений (высокий FPS), что позволяет быстро реагировать на изменения в окружении, кроме того обеспечивает высокую стабильность работы в сложных условиях (высокий mAP при IoU = 0,5..0,95).

Библиографический список

1. 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
2. Бахурин С.А., Дмитриев В.Т. Исследование точности алгоритмов оценки отсчетов производной в радиотехнических устройствах/ Вестник РГРТА Вып. №13, 2004 – С.32 – 35.
3. 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
4. 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.
5. 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.
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., Бауков А.А. Многокритериальный синтез алгоритма обнаружения частиц дождя на видеоизображениях в цифровых системах телевидения// Вестник РГРТУ. 2022 № 79. – С. 20- 30.
8. Сзелиски Р. Computer vision: algorithms and applications. – Springer Nature, 2022.
9. Чжу П., Вэнь Л., Ду Д. и др. Detection and tracking meet drones challenge // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. – 2021. – Т. 44. – № 11. – С. 7380–7399.

УДК 004.932; ГРНТИ 28.23.15

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ХУРГИНА-ЯКОВЛЕВА

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 статье представлена разработка и моделирование системы обработки изображений, основанной на применении представления Хургина-Яковлева, направленной на минимизацию потерь информации при сокращении объема данных. В рамках исследования предложен метод разделения исходного сигнала на два частотных канала: сам сигнал и его производная. Оба канала подвергались децимации с коэффициентом 2, что позволило сократить объем передаваемых данных в четыре раза. На этапе восстановления применены синтезированные оптимальные интерполяционные фильтры Хургина-Яковлева, обеспечивающие компенсацию искажений, вызванных прореживанием, за счет минимизации среднеквадратичной ошибки. Для первого канала использована бикубическая интерполяция, сохраняющая плавность низкочастотных компонент, а для второго — фильтр Ланцоша третьего порядка, направленный на точное восстановление высокочастотных деталей.

Ключевые слова: обработка изображений, фильтры Хургина-Яковлева, децимация, интерполяция, PSNR, частотные каналы, восстановление сигналов.

MODELING OF AN IMAGE PROCESSING SYSTEM BASED ON THE KHURGIN-YAKOVLEV REPRESENTATION

V.T. Dmitriev, E.S. Cherentaeva, M.A. Cherentaev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, vol77@rambler.ru, culikoa2010@mail.ru, cherentaev.mikhail@gmail.com

The summary. The article presents the development and modeling of an image processing system based on the application of the Khurgin-Yakovlev representation aimed at minimizing information loss while reducing the data volume. The study proposes a method for dividing the original signal into two frequency channels: the signal itself and its derivative. Both channels were decimated by a factor of 2, which reduced the volume of transmitted data by four times. At the restoration stage, synthesized optimal Khurgin-Yakovlev interpolation filters were used to compensate for distortions caused by decimation by minimizing the mean square error. For the first channel, bicubic interpolation was used, preserving the smoothness of low-frequency components, and for the second, a third-order Lanczos filter was used, aimed at accurately restoring high-frequency details.

Keywords: image processing, Khurgin-Yakovlev filters, decimation, interpolation, PSNR, frequency channels, signal recovery.

Введение

Современные задачи обработки сигналов требуют разработки методов, обеспечивающих высокую точность восстановления данных при сокращении вычислительной сложности и объема передаваемой информации. Одним из перспективных подходов в этой области является использование представления Хургина-Яковлева [1-5], также предложенное для обработки речевых сигналов. Однако его потенциал в области обработки многомерных данных, таких как изображения, остается недостаточно изученным.

Представление Хургина-Яковлева применялось для решения задач восстановления речевых сигналов, где критически важны сохранение формантных характеристик и подавление шумов. Алгоритм успешно зарекомендовал себя в системах сжатия речи, телекоммуникациях и биоакустике [3...8]. Однако переход к обработке изображений, обладающих принципиально иной структурой (двумерная пространственно-частотная локализация, наличие текстур и краев), требует модификации метода.

Актуальность исследования обусловлена растущим спросом на ресурсоэффективные алгоритмы обработки изображений в системах видеонаблюдения, спутниковой съемки и медицинской визуализации. Традиционные методы интерполяции (билинейная, бикубическая) часто приводят к размытию деталей, а нейросетевые подходы требуют значительных вычислительных ресурсов. Адаптация фильтров Хургина-Яковлева для двумерного случая позволяет совместить точность восстановления с низкой вычислительной сложностью.

Цель работы — разработка системы обработки изображений на основе модифицированного представления Хургина-Яковлева, включающей:

1. Разделение изображения на 2 канала с децимацией отсчетов в 2 раза.
2. Оптимальную интерполяцию в каждом канале.
3. Синтез восстановленного изображения с оценкой качества с использованием пикового отношения сигнал-шум (PSNR) и индекса структурного сходства (SSIM).

Научная новизна заключается в:

- Расширении одномерного подхода Хургина-Яковлева на двумерный случай с учетом особенностей пространственно-частотного представления изображений.

- Разработке компенсационных фильтров, устраняющих фазовые искажения при повороте ядер.

- Экспериментальном подтверждении эффективности метода при PSNR 25–30 дБ, что сопоставимо с традиционными методами при меньших вычислительных затратах.

Практическая значимость работы связана с возможностью интеграции алгоритма в системы сжатия изображений, IoT-устройства с ограниченными ресурсами и системы реаль-

ного времени. Перспективы включают адаптацию метода для видео и 3D-данных, а также комбинацию с глубоким обучением для дальнейшего повышения точности.

Представление Хургина-Яковлева для двумерных сигналов

Основная идея двухканального представления Хургина-Яковлева заключается в разделении передаваемой информации на сигнал и производную, прореженные в два раза, для первого и второго каналов соответственно [1-5]. Главная цель заключается в синтезе фильтров, минимизирующих среднеквадратическую ошибку (MSE) при восстановлении сигнала на приемной стороне.

Обобщенная структурная схема модели работы алгоритма Хургина-Яковлева представлена на рисунке 1 [4, 5].

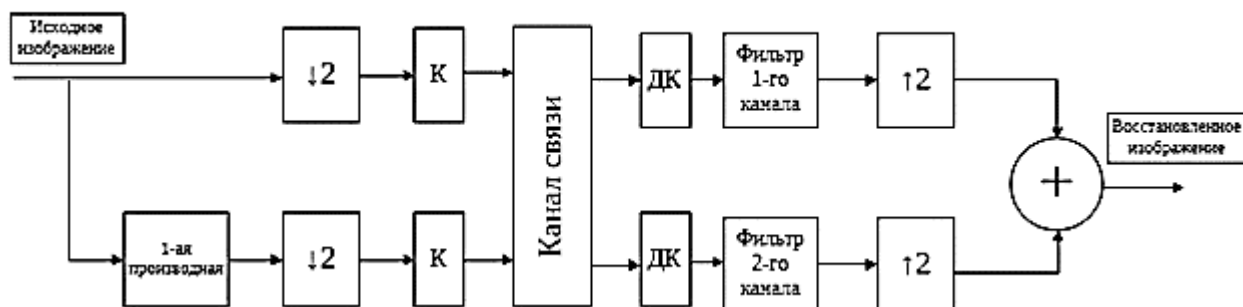


Рис. 1. Обобщенная структурная схема работы алгоритма Хургина-Яковлева

Схема содержит ↓2 – дециматоры, ↑2 – интерполяторы, К – кодеры и ДК -декодеры. Производная вычисляется в частотной области. Для одномерного случая амплитудно-частотные (АЧХ) и фазо-частотные характеристики (ФЧХ) синтезирующих фильтров известны [2,3] и соответственно равны:

$$\begin{aligned}
 A1(\omega) &= 2 \cdot (1 - \omega/2\pi F), & \Phi1(\omega) &= 0, \\
 A2(\omega) &= \begin{cases} 2/\pi; & \text{при } \omega \neq 0, 2\pi F; \\ 0; & \text{при } \omega = 0, 2\pi F; \end{cases} & \Phi2(\omega) &= \begin{cases} -\pi/2; & \text{при } \omega \neq 0; 2\pi F; \\ 0; & \text{при } \omega = 0; 2\pi F. \end{cases}
 \end{aligned}$$

Для двумерного случая необходимо получить частотные характеристики фильтров и их аппроксимировать. Характеристики фильтров вычислены с помощью средств Mathcad для массива элементов размеров 100x100. Полученные результаты вычисления амплитудной и фазовой характеристики фильтров первого и второго канала представлены на рисунках 2 и 3, соответственно.

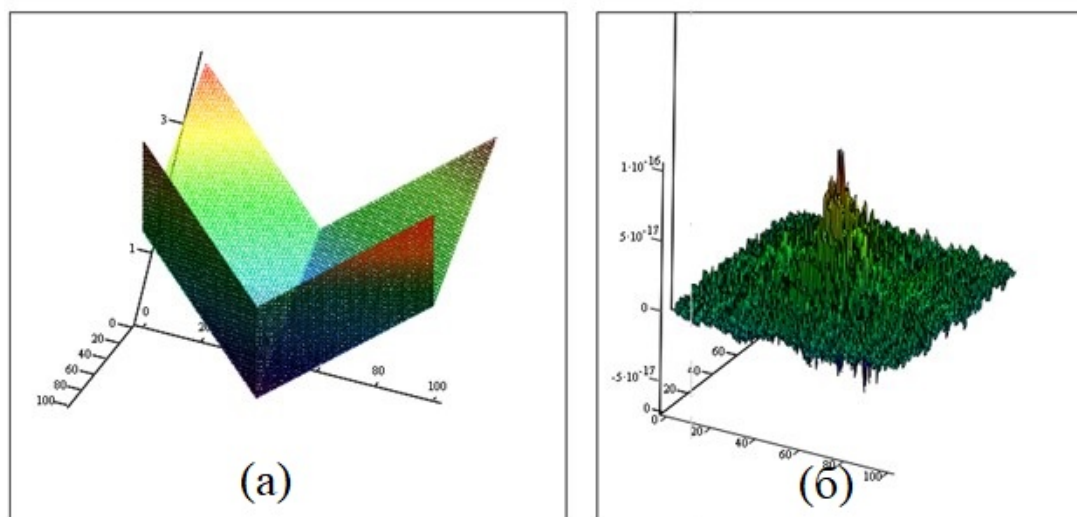


Рис. 2. Амплитудная (а) и фазовая (б) характеристики фильтра первого канала

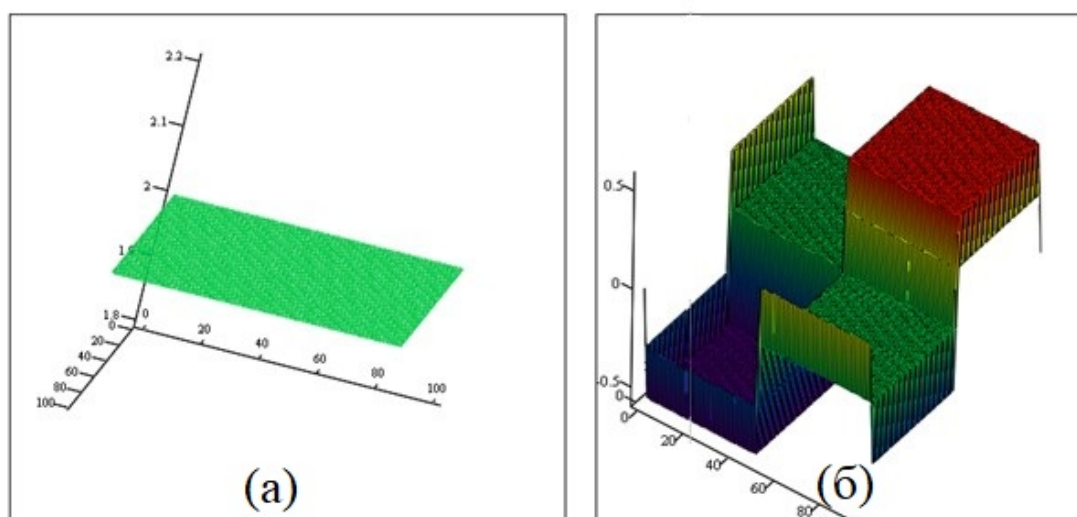


Рис. 3. Амплитудная (а) и фазовая (б) характеристики фильтра второго канала

На рисунке 2 можно заметить, что амплитудная характеристика в половине полосы описывается наклонной плоскостью, значение которой для нулевых отсчетов примерно равно четырем, а для отсчетов [50,50] равно нулю. Фазовая характеристика фильтра первого канала примерно равна 0 во всех точках.

Амплитудная характеристика фильтра второго канала (рисунок 3,а) также приближенно описывается плоскостью, все значения которой равны двум. Фазовая характеристика фильтра (рисунок 3,б) в половине полосы описывается плоскостью приближенно равной 0,5.

Но стоит отметить неоднородность графика на рисунке 3,б - имеется большое число вертикальных выступающих плоскостей, которые будучи неучтенными при моделировании системы могут ухудшить качество восстановленного изображения. При грубой аппроксимации характеристик фильтра второго канала края элементов на изображении будут выглядеть размытыми, что соответственно негативно скажется на оценке качества восстановленного изображения.

Алгоритм работы системы обработки изображений

Разработанная система реализует двухканальную обработку изображений с последующей децимацией и восстановлением на основе оптимальных интерполяционных фильтров Хургина-Яковлева. Алгоритм включает следующие этапы.

1. Подготовка входного изображения

Вход: Черно-белое изображение $I(x, y)$ размером $M \times N$.

Предобработка: Конвертация в формат `double` с нормировкой значений в диапазон $[0, 1]$.

2. Обработка в передающей части системы

Канал 1:

1. Антиалиасинг: Применение гауссова фильтра для подавления высокочастотных составляющих. Применяется к исходному конвертированному изображению.

2. Децимация полученного сигнала изображения в 2 раза.

Канал 2:

1. Вычисление производной в частотной области [4].

- Вычисление спектра изображения:

$$F(u, v) = FFT(I)$$

- Применение оператора производной в частотной области:

$$F_{dif}(u, v) = F(u, v) \cdot (j \cdot (u + v)),$$

где u, v - нормированные пространственные частоты.

- Обратное преобразование в пространственную область:

$$I_{dif} = \text{Re}(IFFT(F_{dif})),$$

Для дальнейших вычислений важно учитывать только действительную часть.

2. Децимация сигнала производной в 2 раза.

Передача децимированных отсчетов через общий или отдельные каналы связи.

3. Восстановление на приемной стороне

Канал 1:

- Применение фильтра первого канала с аппроксимированной амплитудной характеристикой, представленной на рисунке 4, и фазовой характеристикой, равной 0 во всех точках.

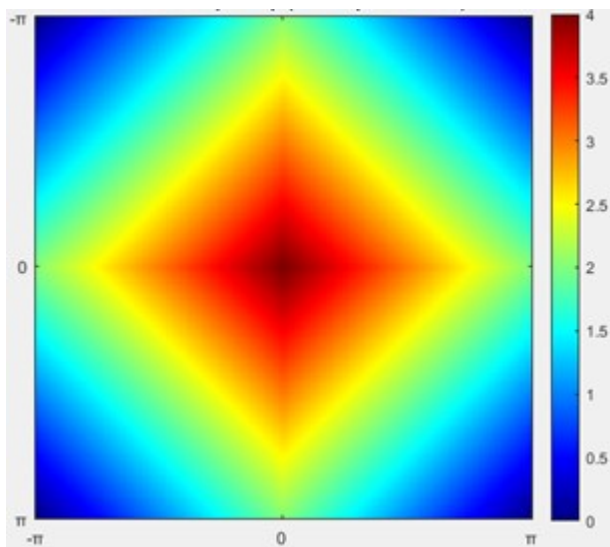


Рис. 4. Аппроксимированная амплитудная характеристика фильтра первого канала

- Преобразование в пространственную область и интерполяция сигнала в 2 раза.

Канал 2:

- Применение фильтра второго канала с аппроксимированной амплитудной характеристикой равной двум во всех точках и фазовой характеристикой равной $-0,5$.

- Преобразование в пространственную область и интерполяция сигнала в 2 раза.

Затем сигналы двух каналов суммируются с нормированием. Возможно регулировать качество восстановленного изображения, подбирая коэффициент учета производной.

4. Оценка качества восстановления

Ключевым этапом работы стало объединение восстановленных каналов, в ходе которого выполнена нормировка амплитудных коэффициентов для баланса вклада высокочастотных и низкочастотных составляющих. Качество восстановления оценено через пиковое отношение сигнал-шум (PSNR), продемонстрировавшее значение 26,93 дБ, что соответствует уровню приемлемых искажений для задач сжатия с потерями [9]. Дополнительно проведен анализ структурных искажений через метрику SSIM, выявивший сохранение ключевых визуальных признаков изображения.

Результаты исследования подтверждают эффективность применения фильтров Хургина-Яковлева в системах обработки изображений, требующих оптимизации ресурсов передачи и хранения данных. Передаваемый объем данных при таком подходе уменьшается в 4 раза. При том отдельно передаются высокочастотные составляющие, отвечающие за отображение краев объектов, и поэтому важные в медицинской и спутниковой визуализации. Более точное задание характеристик фильтров поможет существенно повысить качество восстановления. Предложенный подход может быть интегрирован в алгоритмы сжатия, телеметрические системы и технологии потоковой передачи визуальной информации. Перспективы работы связаны с адаптацией метода для цветных изображений, а также с комбинацией частотного разделения каналов с нейросетевыми методами восстановления для повышения PSNR до значений свыше 30 дБ.

Библиографический список

1. Хургин Я.И., Яковлев В.П. Фinitные функции в физике и технике. М.: Наука. 1971. 408с
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., Ву Хоанг Шон Применение трехканальной модификации алгоритма Хургина-Яковлева в алгоритмах первичного кодирования речевых сигналов. // Вестник РГРТУ. 2024. №88. – С.3 -14.
4. Бахурин С.А., Дмитриев В.Т. Исследование точности алгоритмов оценки отсчетов производной в радиотехнических устройствах/ Вестник РГРТА Вып. №13, 2004 – С.32 – 35
5. Андреев В.Г., Дмитриев В.Т. Алгоритм совместной реализации первичного кодера и маскиратора речевых сигналов с возможностью защиты фонограмм от фальсификаций// Вестник РГРТУ. 2023. №84. – С.66 -76.
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. Адаптация кодеров 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
8. 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.
9. Дмитриев В.Т., Константинова Д.С. Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи.// Вестник РГРТУ. 2016. №56 – С.42-47

УДК 004.021:004.93; ГРНТИ 28.17.00

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ ПРИЛОЖЕНИЙ С ДОПОЛНЕННОЙ РЕАЛЬНОСТЬЮ ДЛЯ ТЕХНИЧЕСКОЙ ПОЛИГРАФИИ

С.А. Попов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, sp.3dvr@yandex.ru*

Аннотация. В работе описываются сценарии применения технологии в задачах расширения функционала технической бумажной полиграфии. Перечисляются варианты маркеров для размещения виртуальных объектов, а также алгоритмы работы пользователей в соответствии с ними. Приводится принципиальная схема работы блока с дополненной реальностью. Рассматриваются этапы разработки приложения с дополненной реальностью для демонстрации этапов прохождения лабораторной работы по литью.

Ключевые слова: дополненная реальность (AR), этапы разработки, пространственные якоря, маркеры, сценарии обучения, бумажная полиграфия.

FEATURES OF DEVELOPING APPLICATIONS WITH AUGMENTED REALITY FOR TECHNICAL POLYGRAPHY

S.A. Popov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, sp.3dvr@yandex.ru*

The summary. This paper describes scenarios for using the technology in tasks of expanding the functionality of technical paper printing. Options for markers for placing virtual objects are listed, as well as user algorithms in accordance with them. A schematic diagram of the operation of the block with augmented reality is given. The stages of developing an augmented reality application are discussed to demonstrate the stages of completing a casting lab.

Keywords: augmented reality (AR), development stages, spatial anchors, markers, training scenarios, paper polygraphy.

Согласно Распоряжению Правительства РФ одним из приоритетов цифровой трансформации является регуляторное обеспечение внедрения цифровых технологий в образовательных организациях высшего образования и научных организациях [1]. Перечень технической полиграфии, представленной в учебных заведениях, включает в себя: методические указания, учебники, лабораторные журналы, демонстрационные схемы и чертежи. Так была поставлена цель улучшить понятность демонстрационных материалов в лабораторных работах.

Одной из проблем является низкое качество изображений, представленных в лабораторных журналах. Причиной могут быть: низкое качество печати, низкое разрешение исходного изображения. Также они недостаточно информативны по причинам: устаревший источник, невозможность демонстрации в плоскости глубины и объема объектов. Если проблема качества изображений решается за счет повышения разрешения, то информативность только перерисовкой или созданием нового изображения. Стоит брать во внимание наличие уже напечатанного тиража лабораторных журналов.

Дополненная реальность (англ. augmented reality, AR) – система, совмещающая виртуальное и реальное, взаимодействует в реальном времени и работает с 3D [2].

Для демонстрации виртуальных объектов требуются маркеры – объекты в реальном мире, относительно которых строится виртуальное пространство. Маркеры делятся на типы: изображения (метки), физические плоскости, контуры физических объектов, геопозиция. Для запуска приложения журнал должен содержать специальные QR-коды, перенаправляющие на скачивание или запуск приложения в web. В соответствии с типами маркеров были рассмотрены сценарии улучшения лабораторных журналов.

Первый – размещение на изображении. Размещение объектов жестко привязано к изображениям. Так, при перемещении изображения объект будет следовать за ним, а при пере-

листывании страницы пропадет. Возможно отключение слежения за изображением, и объект зафиксирован в последней позиции в пространстве. Сценарий применяется, когда работа идет на местах без перемещения по помещению.

Второй – распознавание физических поверхностей. Объект размещается на физическую плоскость, предварительно отсканированную камерой устройства. Программно настраивается размещение объектов на горизонтальных, вертикальных или наклонных поверхностях, их отображения на экране в виде сетки или контура. Сценарий преимущественно применяется в больших хорошо освещенных помещениях.

Третий – распознавание контуров физического объекта. Так как журнал достаточно простой объект, его сложно распознать, лучше считывать контуры машины или механизма, о которых идет речь в журнале. Контур объекта загружается в программу либо в виде фотографии, либо в виде линии-контура, демонстрирующего физический объект с определенной точки обзора. Сценарий применяется, когда работа сопряжена с осмотром или взаимодействием с физическими объектами

Четвертый – геопозиция устройства. Подобный сценарий требует включенного местоположения устройства. Устройство должно оказаться в нужной геолокации, тогда объект разместится в пространстве. Область применения ограничивается заложенной геолокацией и вывод объекта не возможен за его пределами. Сценарий применяется для работ на больших открытых территориях.

Таким образом, для журналов больше всего подходят маркеры в виде изображений. Для реализации проекта была выбрана лабораторная работа по литью, проходящая на 1 курсе у студентов МГТУ им. Н.Э. Баумана на факультете машиностроения.

Для поставленной цели подходит формат либо загружаемого, либо web-приложения. Приложение состоит из нескольких блоков, ниже представлена принципиальная схема устройства блока вывода объектов в дополненной реальности (рисунок 1). Описанная схема также подходит для приложений, работающих в web, с возможностью хранения базы меток, 3D моделей и текста в облачном хранилище.

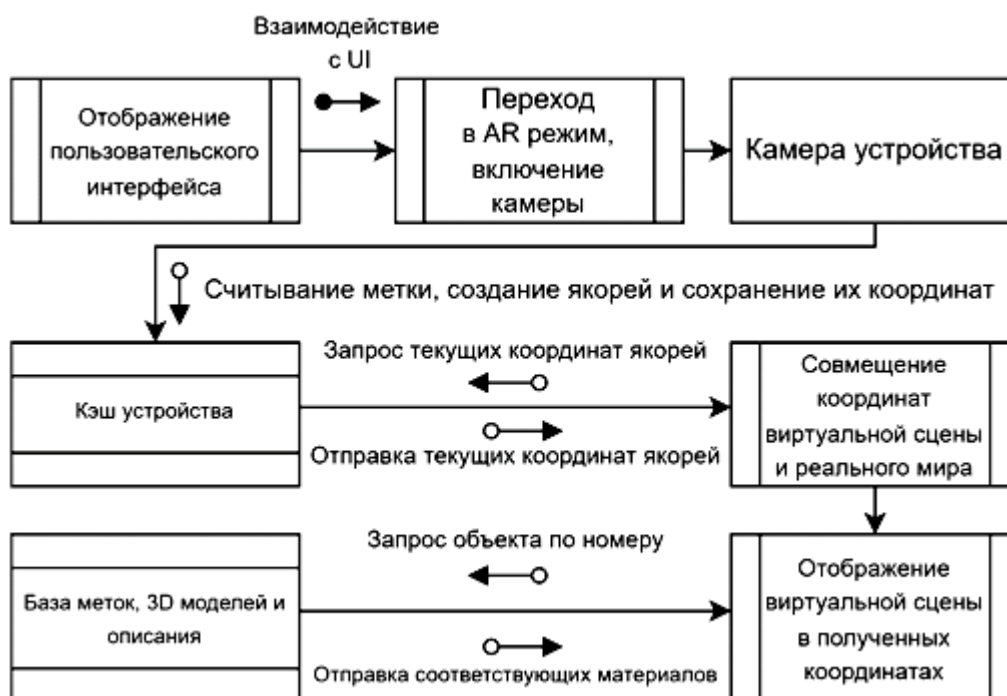


Рис. 1. Структурная схема работы приложения

Следующим этапом стала оценка распознаваемости представленных изображений. Критерии распознаваемости: 8- и 24-битные форматы PNG и JPG, размер не более 2 МБ, цветовой формат RGB или в оттенках серого (без CMYK), большое количество деталей, высокий контраст цветов, нет полного повторений деталей [3].

Кроме того, применялся инструмент `argocoreimg`, оценивающий изображение по шкале от 0 до 100, где при любом уровне возможно считывание, но рекомендуется не менее 75. При невозможности оценить программа сообщает «Image score poor!» [4]. Инструмент работает через консоль, однако есть и сторонние пользовательские интерфейсы [5].

Изображения из журнала были улучшены через общедоступную нейросеть, получили уровень считывания больше 75 и они были размещены поверх старых, однако некоторые остались нечитаемыми. Для улучшения предложено использовать ARUco-метки и объединить с основными изображениями [6]. При таком варианте оценка читаемости не росла и ARUco-метки с оценкой 100 использовались как основные, а не дополняющие.

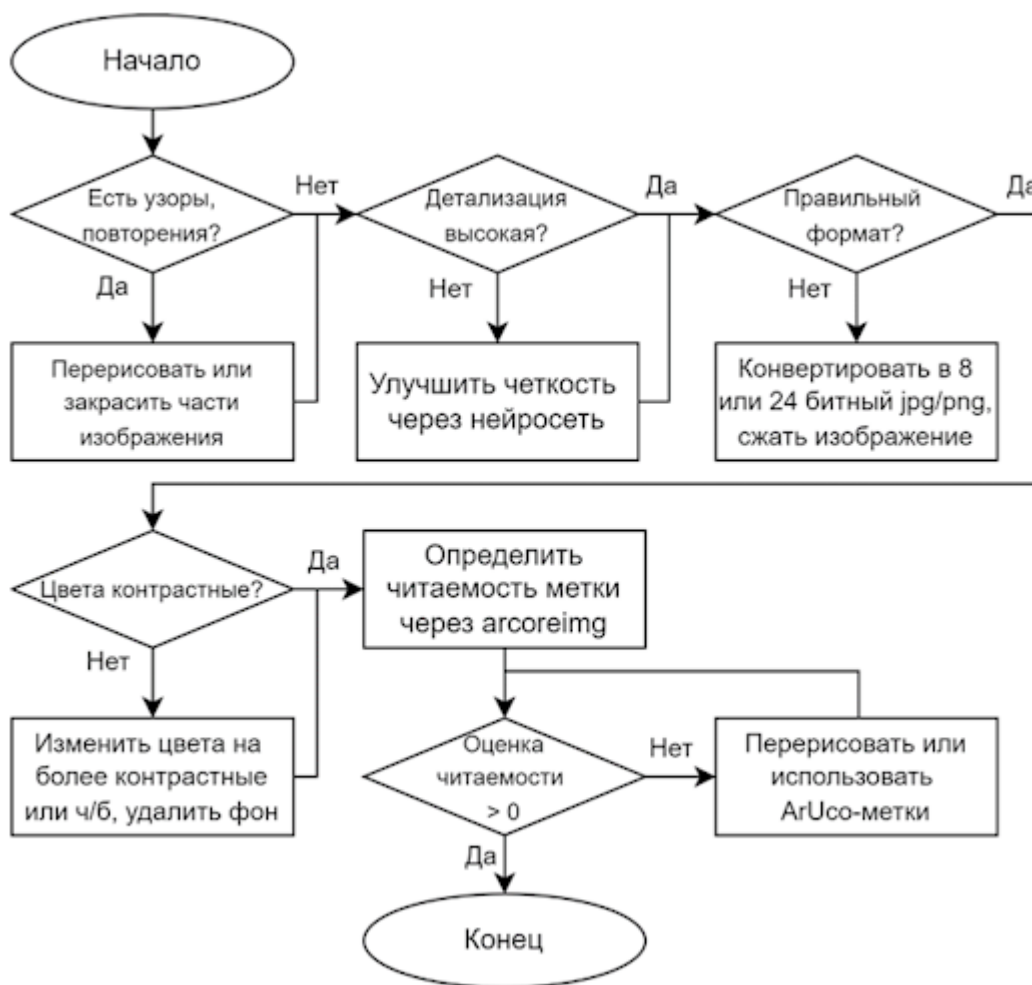


Рис. 2. Алгоритм обработки изображений

Далее создавались анимированные 3D-модели, демонстрирующие устройство электрической печи, спиральной и U-образной пробы, этапы отливки деталей в песочную форму и по выплавляемым деталям. Анимация закреплялась внутри файла 3D-модели формата `.fbx`, а для web-приложений подходит формат `.gltf` с высоким сжатием. Затем формировалась база данных меток с соответствующими размещаемыми объектами. База размещается либо в облачном хранилище, либо в самом приложении. В работе был выбран второй вариант.

В результате работы были улучшены изображения из лабораторных журналов. Создано приложение, обеспечивающее вывод объектов в дополненной реальности поверх указанных изображений. Разработанный алгоритм позволяет создать набор приложений для технических лабораторий и повысить уровень цифровизации вузов.

Библиографический список

1. Об утверждении стратегического направления в области цифровой трансформации науки и высшего образования [текст]: Распоряжение Правительства РФ от 21 декабря 2021 г. № 3759-р
2. Azuma R. A Survey of Augmented Reality // Presence: Teleoperators and Virtual Environments. 1997. 6, 355-385.
3. Image Targets Optimization Techniques // Vuforia Developer Library [Электронный ресурс]. URL: <https://developer.vuforia.com/library/vuforia-engine/images-and-objects/image-targets/best-practices/image-targets-optimization-techniques/> (дата обращения 10.02.25).
4. The arcoring tool // Google ARCore Documentation [Электронный ресурс]. URL: <https://developers.google.com/ar/develop/augmented-images/arcoring?hl=ru> (дата обращения 10.02.25).
5. Arcoring Tool [Электронный ресурс]. <https://github.com/JacksiroKe/arcoring?tab=readme-ov-file> (дата обращения 10.02.25).
6. S. Garrido-Jurado, R. Muñoz-Salinas, F. J. Madrid-Cuevas, and M. J. Marín-Jiménez. 2014. "Automatic generation and detection of highly reliable fiducial markers under occlusion". Pattern Recogn. 47, 6 (June 2014), 2280-2292. DOI=10.1016/j.patcog.2014.01.005

УДК 621.395; ГРНТИ 49.39

РАЗРАБОТКА АДАПТИВНОГО ПЕРВИЧНОГО КОДЕКА ДЛЯ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

В.Т. Дмитриев, К.Э. Лебедев

*Рязанский государственный радиотехнический университет
Рязань, vol77@rambler.ru, mr.kirill-lebedev@yandex.ru*

Аннотация. В статье рассматривается разработка адаптивного первичного кодека для систем спутниковой связи, ориентированного на минимизацию задержки и эффективное использование канала связи. Особое внимание уделено анализу стандартов CELP, MELP и Codec2, их характеристикам, применению и возможным адаптациям для условий спутниковых систем связи. Рассмотрены преимущества и недостатки каждого стандарта, а также их потенциал для обеспечения высокой устойчивости к помехам, потерям пакетов и достижения требуемых характеристик качества речи при низком битрейте.

Ключевые слова: адаптивный кодек, спутниковая связь, стандарты CELP, MELP, Codec2, задержка, эффективное использование канала, помехоустойчивость.

CHOICE OF PRIMARY CODING ALGORITHM FOR CELLULAR SYSTEMS

V.T. Dmitriev, K.E. Lebedev

*Ryazan State Radio Engineering University
Ryazan, vol77@rambler.ru, mr.kirill-lebedev@yandex.ru*

The summary. This article discusses the development of an adaptive primary codec for satellite communication systems, focused on minimizing delay and efficiently utilizing the communication channel. Special attention is given to the analysis of the CELP, MELP, and Codec2 standards, their characteristics, applications, and potential adaptations for satellite communication conditions. The advantages and disadvantages of each standard are examined, as well as their potential to ensure high resilience to interference, packet loss, and achieving the required speech quality characteristics at low bitrates.

Keywords: adaptive codec, satellite communication, standards CELP, MELP, Codec2, delay, efficient channel utilization, noise immunity.

Введение

Системы спутниковой связи играют важную роль в обеспечении глобальной связи, однако они сталкиваются с уникальными вызовами, такими как высокая задержка и ограниченная пропускная способность канала. Для эффективной передачи речи через спутниковые каналы необходимы специализированные кодеки, которые могут обеспечивать хороший компромисс между качеством речи и скоростью передачи данных.

При этом одной из ключевых задач является обеспечение минимальной задержки, что критически важно для реального времени общения. Также важно учитывать устойчивость к помехам и потере пакетов, что является обычным явлением в условиях спутниковых систем, где данные могут теряться или искажаться из-за помех.

В данной работе рассматриваются три стандарта кодирования речи с низким битрейтом — CELP (Code Excited Linear Prediction), MELP (Mixed Excitation Linear Prediction) и Codec2. Анализируются их основные характеристики, области применения и возможности адаптации для спутниковых систем. Важно отметить, что, несмотря на сходные цели, эти стандарты имеют различные подходы к кодированию речи, что влияет на их эффективность в различных условиях связи.

Обзор стандартов CELP, MELP и Codec2

Стандарт CELP (Code Excited Linear Prediction) представляет собой метод сжатия речевых сигналов, использующий технику линейного предсказания (LPC, Linear Predictive Coding) для моделирования спектральных характеристик речи. Основная идея метода заключается в том, что речь можно представить как линейную комбинацию предсказанных значений и случайных возбуждений, которые моделируют шумовую составляющую сигнала. В процессе кодирования речевого сигнала в CELP используется модель LPC для оценки коэффициентов предсказания, а также коды для возбуждения, которые минимизируют ошибку предсказания [1 – 4].

Техника LPC, лежащая в основе CELP, предполагает использование фильтра с фиксированными коэффициентами, который пытается аппроксимировать спектр речевого сигнала. В отличие от традиционных методов, где сигнал кодируется целиком, CELP ориентируется на разделение сигнала на несколько элементов: предсказанные коэффициенты (для спектра) и возбуждение, которое отражает характеристики сигнала на более низком уровне.

В процессе кодирования речевой сигнал разделяется на кадры (обычно размером от 20 до 40 мс), и для каждого кадра рассчитываются коэффициенты линейного предсказания (LPC), которые описывают его спектральную форму. Затем для каждого кадра используется алгоритм кодирования возбуждения, который минимизирует ошибку предсказания и сжимает данные за счет выбора наилучшего набора кодов из таблицы возможных возбуждений.

Декодирование осуществляется путем применения тех же коэффициентов LPC для восстановления спектральной формы и воспроизведения речевого сигнала через соответствующий код возбуждения. Поскольку речь описана с использованием минимального числа параметров, CELP обеспечивает высокое качество восстановленной речи при сравнительно низкой скорости передачи.

Стандарт CELP активно используется в сотовых и IP телефонии (например, в кодеке G.729) для кодирования речи с низким битрейтом. Также он применяется в различных спутниковых и военных системах связи, где требуется эффективная передача голосовой информации при ограниченной пропускной способности канала. Например, CELP является основой для разработки кодеков, использующихся в стандартах цифровой мобильной связи, таких как GSM, и в системах VoIP, таких как G.723.1.

Преимущества стандарта CELP:

1) Высокая степень сжатия: CELP позволяет достичь эффективного сжатия при скорости передачи от 2400 до 4800 бит/с, обеспечивая достаточно высокое качество речи при низкой пропускной способности канала.

2) Помехоустойчивость: благодаря использованию LPC для моделирования спектра речи и алгоритмов для кодирования возбуждения, CELP может эффективно компенсировать помехи и искажения, возникающие при передаче через каналы с шумом.

3) Комплексная устойчивость к потерям пакетов: В силу своей структуры, CELP демонстрирует высокую устойчивость к потерям пакетов, что делает его применимым для использования в системах с высокими требованиями к надежности.

Недостатки стандарта CELP:

1) Вычислительная сложность: основным ограничением CELP является высокая вычислительная сложность, особенно на стороне декодера. Для его использования требуется наличие достаточно мощных вычислительных ресурсов, что может быть проблемой для встроенных систем и устройств с ограниченными ресурсами.

2) Искажения при низких битрейтах: хотя CELP обеспечивает хорошее качество речи на умеренном битрейте, при более низких значениях битрейта (ниже 2400 бит/с) может возникать заметное ухудшение качества речи, проявляющееся в искажениях и потере разборчивости.

С развитием технологий связи и вычислительных мощностей были разработаны несколько вариаций стандартов CELP, ориентированных на улучшение качества при более низком битрейте и уменьшение вычислительной нагрузки. Одним из таких примеров является кодек AMBE (Advanced MultiBand Excitation), который является расширением CELP и используется в различных военных и экстренных системах связи. Эти улучшения направлены на улучшение качества синтезированной речи в условиях низкой пропускной способности, а также на снижение энергозатрат при использовании кодека в мобильных и портативных устройствах.

MELP (Mixed Excitation Linear Prediction) представляет собой стандарт кодирования речи с низким битрейтом, разработанный в качестве усовершенствованной версии линейного предсказания речи (LPC). Основным принципом MELP заключается в использовании смешанного возбуждения, что позволяет значительно улучшить качество синтезированной речи по сравнению с традиционными LPC и CELP кодеками при низких скоростях передачи данных.

В отличие от CELP, где используется кодовое возбуждение, MELP применяет многополосную модель смешанного возбуждения, которая сочетает в себе гармоническое и шумовое возбуждение. Это позволяет лучше моделировать особенности речевого сигнала и сохранять его естественное звучание, особенно при передаче на низком битрейте.

Кодирование в MELP осуществляется путем анализа речевого сигнала и разбиения его на кадры (размером 22,5 мс). Для каждого кадра вычисляются параметры модели речевого сигнала, включая:

1) Коэффициенты линейного предсказания (LPC) – описывают спектральную огибающую речи.

2) Параметры смешанного возбуждения – позволяют моделировать как периодические, так и аperiodические составляющие речи.

3) Спектральное усиление – используется для компенсации потерь высокочастотных компонентов.

4) Дисперсия импульсов – снижает шумовые искажения.

5) Фазовые характеристики – обеспечивают лучшую точность восстановления сигналов.

В процессе декодирования восстанавливается речевой сигнал с учетом полученных параметров, что позволяет синтезировать голос с высокой степенью разборчивости даже при низком битрейте.

Стандарт MELP разрабатывался для военных и космических систем связи, где важна высокая помехоустойчивость и возможность работы в условиях ограниченной пропускной способности канала.

Преимущества стандарта MELP:

Высокая устойчивость к шуму и помехам – благодаря использованию многополосного смешанного возбуждения, кодек сохраняет разборчивость речи даже в условиях значительных помех.

Эффективность при низких битрейте – MELP позволяет передавать речь со скоростью 1200–2400 бит/с при приемлемом качестве звука.

Адаптивность к изменяющимся условиям канала – алгоритмы спектрального усиления позволяют компенсировать искажения в канале связи.

Недостатки стандарта MELP:

Высокая вычислительная сложность – в отличие от CELP, MELP требует больше вычислительных ресурсов, особенно на этапе декодирования.

Задержки при обработке речи – из-за сложных алгоритмов кодирования задержка передачи речи может быть выше, чем у традиционных LPC кодеков.

Codec2 — это стандарт низкоскоростного кодирования речи, разработанный для приложений, требующих минимальной скорости передачи данных при приемлемом качестве речи. В отличие от традиционных кодеков, таких как CELP и MELP, которые ориентированы на коммерческие и военные системы, Codec2 был разработан как открытый стандарт, оптимизированный для использования в любительской радиосвязи, спутниковых системах и IP телефонии с ограниченной пропускной способностью.

Основу Codec2 составляет гармоническое синусоидальное кодирование речи, которое позволяет эффективно сжимать речевой сигнал за счет представления его в виде набора гармонических составляющих. В этом методе модель сигнала строится на основе параметров, таких как частота основного тона (F_0), амплитуды гармоник и фаза, что позволяет передавать речь в очень узком частотном диапазоне. Кодирование речи в Codec2 выполняется в несколько этапов [5 – 8]:

1) Фреймирование – исходный речевой сигнал разбивается на кадры длиной от 10 до 30 мс.

2) Анализ спектра – выделяются гармонические составляющие, включая частоту основного тона и амплитуды.

3) Квантование параметров – параметры спектра кодируются и сжимаются для минимизации объема передаваемых данных.

4) Формирование битового потока – сжатые параметры объединяются в поток данных для передачи через канал связи.

На приемной стороне осуществляется обратный процесс декодирования, включающий реконструкцию речевого сигнала из полученных спектральных параметров. Поскольку информация о спектре передается с высокой точностью, качество синтезированной речи остается достаточно высоким даже при низком битрейте.

Преимущества стандарта Codec2:

1) Сверхнизкий битрейт – поддерживает скорости от 700 до 3200 бит/с, что делает его одним из самых эффективных кодеков по сжатию речи.

2) Открытый исходный код – предоставляет возможность свободной модификации и адаптации к специфическим требованиям пользователей.

3) Минимальная вычислительная сложность – требует значительно меньше вычислительных ресурсов по сравнению с CELP и MELP, что делает его подходящим для встроенных систем.

4) Устойчивость к ошибкам – благодаря использованию гармонического кодирования, сигнал остается разборчивым даже при наличии помех и потерь пакетов.

Недостатки стандарта Codec2:

1) Ограниченное качество речи – при битрейте ниже 1200 бит/с качество синтезированной речи заметно ухудшается, что может быть критичным для некоторых приложений.

2) Меньшая естественность голоса – в отличие от CELP и MELP, Codec2 в большей степени ориентирован на передачу разборчивости речи, а не на сохранение естественного тембра голоса.

В таблице 1 приведено сравнение стандартов CELP, MELP, Codec2.

Таблица 1. сравнение стандартов CELP, MELP, Codec2

| Стандарт | Битрейт, кбит/с | Задержка кодирования, мс | Частотный диапазон, кГц | Качество синтезированной речи, MOS | Размер кадра, мс |
|----------|-----------------|--------------------------|-------------------------|------------------------------------|------------------|
| CELP | 2,4 – 4,8 | 10 – 30 | 0,3 – 3,4 | 3,5 – 4,2 | 20 – 30 |
| MELP | 0,6 – 2,4 | 25 – 30 | 0,1 – 3,8 | 3,2 – 3,9 | 22,5 |
| Codec2 | 0,7 – 3,2 | 5 – 20 | 0,3 – 3,0 | 3,0 – 3,7 | 10 – 30 |

Выводы

Разработка адаптивного первичного кодека для спутниковых систем связи требует комплексного подхода, включающего оптимизацию временной задержки, эффективное использование канала связи и обеспечение высокой помехоустойчивости. В условиях спутниковых каналов, характеризующихся высокой задержкой распространения сигнала, ограниченной пропускной способностью и возможностью потерь пакетов, важно выбрать кодек, который способен динамически адаптироваться к изменяющимся условиям связи.

Анализ стандартов CELP, MELP и Codec2 показал, что каждый из них имеет свои преимущества и ограничения:

1) CELP обеспечивает высокое качество речи при умеренном битрейте, но требует значительных вычислительных ресурсов.

2) MELP демонстрирует лучшие характеристики устойчивости к шуму и потерям пакетов, но его сложные алгоритмы увеличивают задержку.

3) Codec2 является наиболее легковесным кодеком, оптимизированным для работы в каналах с ограниченной пропускной способностью, но его качество речи при экстремально низком битрейте ниже.

Для спутниковых систем реального времени важно достичь компромисса между качеством речи, вычислительной сложностью и скоростью передачи данных. Наиболее перспективными направлениями разработки адаптивного кодека являются:

1) Гибкое управление параметрами кодирования, включая адаптацию битрейта и длины кадра в зависимости от условий канала.

2) Интеллектуальная коррекция ошибок, позволяющая минимизировать влияние потерь пакетов без увеличения задержки.

3) Оптимизация алгоритмов предсказания и сжатия, направленная на снижение вычислительной нагрузки без ухудшения разборчивости речи.

4) Внедрение адаптивных механизмов в первичный кодек позволит повысить эффективность спутниковых систем связи, обеспечивая стабильную передачу речи в условиях ограниченного канала и снижения задержек при сохранении разборчивости сигнала.

Библиографический список

1. Кириллов С. Н., Дмитриев В. Т., Крысьев 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., Лантратов С.Ю. Адаптивный алгоритм кодирования на основе кодека CELP и модификации алгоритма Хургина-Яковлева // Вестник РГРТУ. 2024. №88. – С.21 -30
3. Kirillov S.N., Dmitriev V.T. 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.
4. 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.
5. Скитер В. И., Долматов В. В. Кодирование речевых сигналов с использованием метода линейного предсказания // Вестник Санкт-Петербургского государственного университета. 2012. № 4. С. 45–52.
6. Багчин А., Митра С. К. Исследование характеристик узкополосных речевых кодеков для беспроводных коммуникаций // Journal of Communications. 2020. Т. 15. № 3. С. 202–211.
7. Марков А. И., Беспалов С. Л. Разработка и анализ низкоскоростного кодека Codec2 для радиосвязи // Известия РАН. Теория и системы управления. 2019. № 5. С. 89–97.
8. Saini M., Kumar V., Kalra M. Performance Analysis of Low Bit Rate Speech Codec using Wavelet Packet Transform and Gaussian Mixture Model // Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing. 2021. Т. 12. № 4. С. 3221–3234.

УДК 621.391.01; ГРНТИ 47.05.17

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ OFDM-РАДИОСИСТЕМЫ ПРИ ДЕЙСТВИИ ГАРМОНИЧЕСКОЙ И УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХ

Н.О. Селин

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, nikitaselinrofl@icloud.com*

Аннотация. В работе рассматривается влияние гармонической и узкополосной помех на качество работы OFDM-систем. Приводятся основные особенности построения OFDM-сигналов, способы борьбы с помехами и результаты имитационного моделирования. Проведен анализ зависимости вероятности битовой ошибки (BER) от параметров системы и уровня воздействия помех. Исследовано влияние различных параметров фильтрации на качество восстановления сигнала в условиях действия гармонической и узкополосной помехи. Полученные результаты экспериментального моделирования согласуются с теоретическими расчетами.

Ключевые слова: OFDM, режекторный фильтр, гармоническая помеха, узкополосная помеха, вероятность битовой ошибки, спектральная плотность мощности.

SIMULATION OF AN OFDM RADIO SYSTEM UNDER THE ACTION OF HARMONIC AND NARROWBAND INTERFERENCE

N.O. Selin

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, nikitaselinrofl@icloud.com*

The summary. The paper considers the influence of harmonic and narrowband communication on the quality of data transmission in OFDM systems. The main features of constructing OFDM signals, ways to deal with interference, and the results of simulation are presented. The dependence of the bit error probability (BER) on the system parameters and the level of interference is analyzed. The effect of various filtering parameters on the quality of signal recovery under conditions of harmonic and narrowband interference has been investigated. The experimental modeling results are consistent with theoretical calculations.

Keywords: OFDM, notch filter, harmonic interference, narrowband interference, BER, power spectral density.

Беспроводные системы связи постоянно развиваются для удовлетворения растущих требований к скорости передачи данных и качеству связи. Одной из ключевых технологий современных систем является ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM), ко-

торое обеспечивает высокую спектральную эффективность и устойчивость к многолучевому распространению сигнала. Однако эффективность работы OFDM-систем может существенно снижаться под воздействием узкополосных помех, вызванных работой других радиосистем или преднамеренными атаками. Целью данной статьи является исследование влияния узкополосной помехи на OFDM-системы и анализ методов повышения их устойчивости. Особое внимание уделяется анализу экспериментальных данных, полученных при имитационном моделировании, и сравнению их с теоретическими расчетами.

Программно-определяемое радио

Программно-определяемое радио (SDR) представляет собой технологию, которая позволяет реализовать функции радиосвязи, такие как модуляция, демодуляция, фильтрация и кодирование, с помощью программного обеспечения вместо специализированных аппаратных компонентов [1]. Основная идея SDR заключается в замене традиционных аппаратных решений гибкими программными алгоритмами, что делает радиоустройства универсальными и легко адаптируемыми к различным стандартам связи.

Задачи SDR:

- гибкость и адаптивность: возможность поддерживать различные стандарты связи (например, GSM, LTE, Wi-Fi) на одном устройстве;
- упрощение аппаратной части: замена специализированных аппаратных модулей на универсальные радиочастотные блоки и процессоры;
- динамическая настройка параметров: возможность изменять частоту, модуляцию, мощность и другие параметры в реальном времени в соответствии с изменяющимися условиями передачи.

Для реализации этих задач архитектура SDR объединяет аппаратную и программную части, где ключевые функции выполняются программно. На рисунке 1 представлена типичная архитектура программно-определяемого радио [2], демонстрирующая взаимодействие между аппаратными компонентами и программными блоками обработки сигналов.

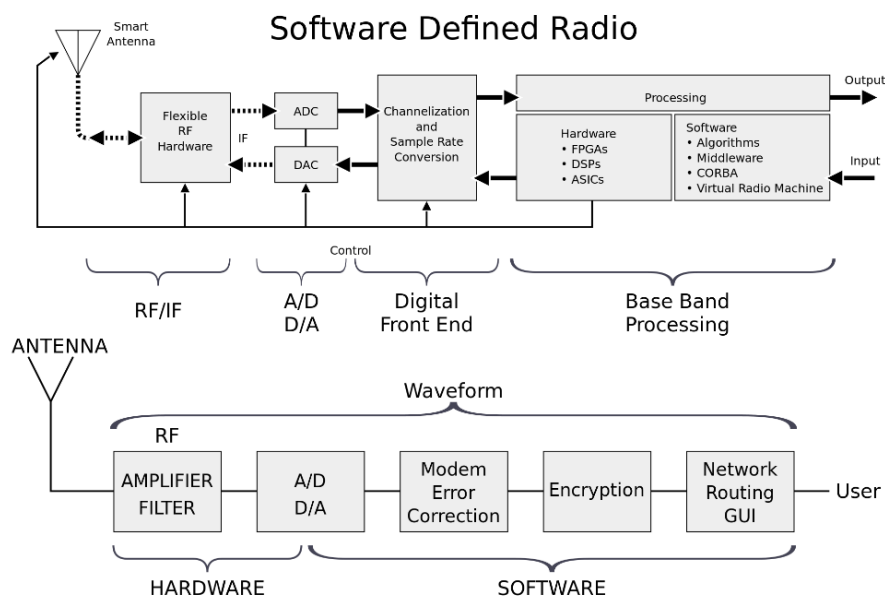


Рис. 1. Архитектура программно-определяемого радио

OFDM-сигналы

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) — это технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением сигналов [3]. Она использует большое количество близко расположенных ортогональных поднесущих для передачи данных. Главное преимущество OFDM заключается в высокой спектральной эффективности и способности противостоять многолучевым помехам, за счет плотного размещения поднесущих и эффективно противостоит многолучевым помехам благодаря низкой скорости модуляции, использованию циклического префикса и возможности работы с каждым подканалом отдельно.

Особенности OFDM:

- частоты поднесущих выбираются так, чтобы они не взаимодействовали друг с другом;
- для создания OFDM-сигнала используется обратное быстрое преобразование Фурье;
- циклический префикс добавляется для защиты от межсимвольных искажений.



Рис. 2. Расположение частотных каналов сигнала OFDM

В отличие от традиционных схем модуляций сигналов, которые применяются во временной области, в OFDM технологии подмножества сигнала определяются и модулируются в частотной области, и затем переносятся во временную, где образуют совместный сигнал. Каждая несущая перед мультиплексированием может быть промодулирована следующим видом манипуляции: PSK, QPSK, QAM и другие. Пример модуляции несущих OFDM сигнала с использованием QAM представлен на рисунке 3.

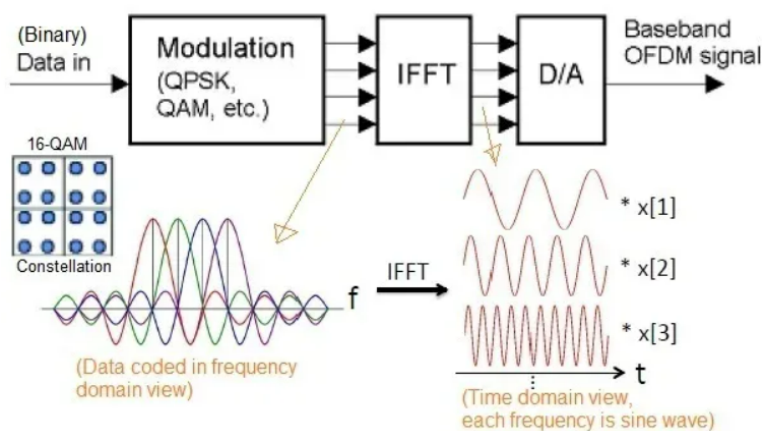


Рис. 3. Процесс формирования OFDM-сигнала

Полученный OFDM сигнал имеет сложный вид во временной области, как показано на рисунке 4.

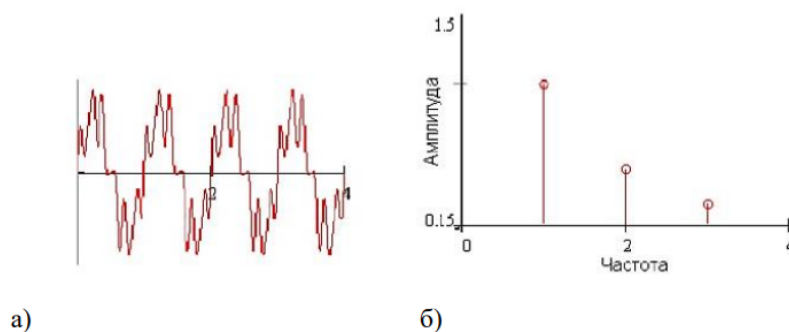


Рис. 4. Сформированный OFDM сигнал

Узкополосные помехи

Узкополосные помехи (Narrowband Interference, NBI) — это помехи, занимающие относительно узкий диапазон частот по сравнению с шириной полосы полезного сигнала. Они могут быть вызваны работой других радиосистем, электромагнитными наводками или преднамеренными атаками.

Параметры узкополосной помехи:

- центральная частота (f_0): частота, на которой сосредоточена основная энергия помехи;
- ширина полосы (Δf): диапазон частот, в котором сосредоточена энергия помехи;
- мощность помехи (P): энергетический уровень помехи.

Имитационное моделирование OFDM-системы

В ходе данной работы была разработана система передачи информации на основе технологии OFDM с использованием различных схем сверточного кодирования для повышения помехоустойчивости [4]. Система позволяет адаптировать параметры кодирования в зависимости от уровня отношения битовой энергии к мощности шума (E_b/N_0).

Основные этапы:

- модуляция и кодирование: использование 16-QAM для модуляции данных и сверточного кодирования для коррекции ошибок;
- реализация OFDM для повышения спектральной эффективности и устойчивости к межсимвольным помехам.
- реализация режекторного фильтра для борьбы с узкополосными помехами.

Анализ результатов тестирования разработанной системы передачи данных показал высокую степень соответствия между экспериментальными значениями вероятности битовой ошибки (BER) и теоретическими расчётами, что подтверждается данными, представленными на рисунке 5 и таблице 1. Такое соответствие свидетельствует о корректной работе компонентов системы.

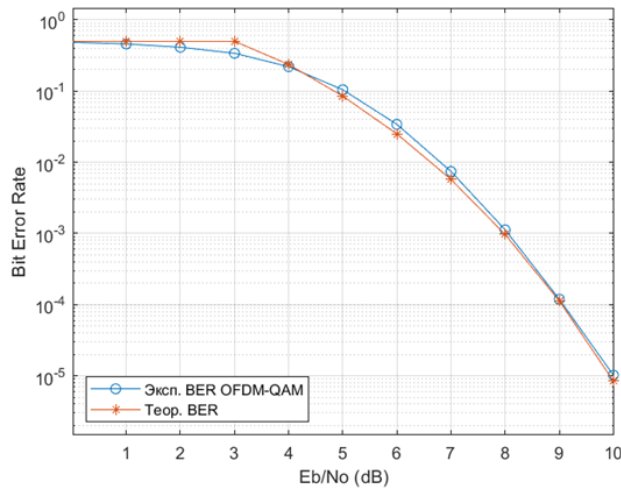


Рис. 5. Сравнение экспериментальной и теоретической BER

Таблица 1. Зависимость BER от Eb/No

| Eb/No, дБ | 0 | 1 | 2 | 3 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|-----------|-----|------|------|------|------|------|-------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| Теор. Ber | 0.5 | 0.5 | 0.5 | 0.5 | 0.08 | 0.02 | 0.006 | 9.66*10 ⁻⁴ | 1.13*10 ⁻⁴ | 8.43*10 ⁻⁶ |
| Эксп. Ber | 0.5 | 0.46 | 0.41 | 0.34 | 0.1 | 0.03 | 0.007 | 0.001 | 1.19*10 ⁻⁴ | 1.02*10 ⁻⁵ |

Расхождение кривых на малых отношениях E_b/N_0 в диапазоне от 1 дБ до 4 дБ наблюдаются из-за особенностей расчёта теоретической BER, в частности из-за линейной аппроксимации кривой, которая упрощает вычисления.

Имитационное моделирование OFDM-системы при действии гармонической помехи

Гармоническая помеха является типом узкополосной помехи, которая характеризуется высокой спектральной плотностью мощности в ограниченной полосе частот [5]. В данной работе гармоническая помеха моделируется как синусоидальный сигнал с центральной нормированной частотой $f_0=0.1$, амплитудой $A=0.5$ и мощностью $P_{\text{jamming}}=0.125$ Вт. Полезный OFDM-сигнала с частотой дискретизации $f_s=1 \cdot 10^7$ и мощностью $P_{\text{signal}}=1$ Вт.

На рисунке 6 представлена СПМ гармонической помехи. График демонстрирует сосредоточение энергии помехи в узкой полосе частот. Высокая амплитуда помехи явно выражена на спектре, создавая риск заглушения части поднесущих OFDM-сигнала, попадающих в зону влияния помехи.

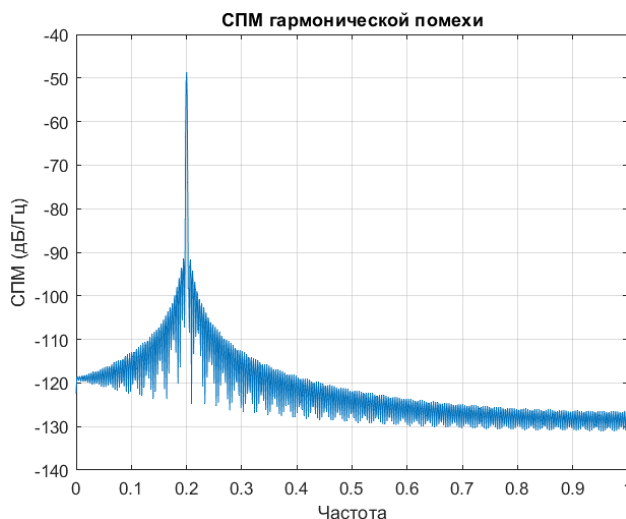


Рис. 6. СПМ гармонической помехи

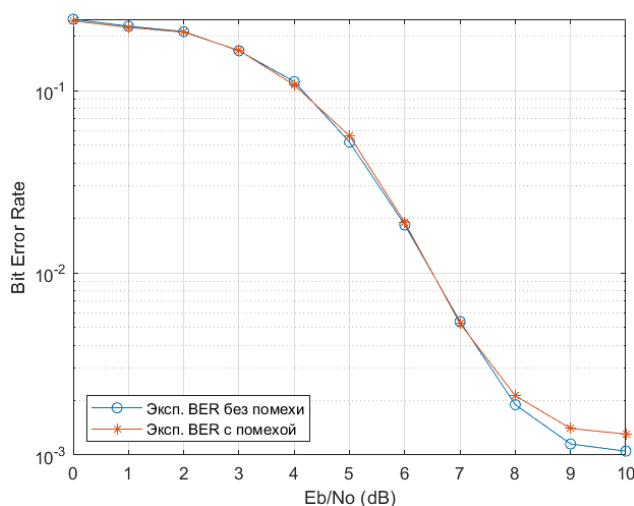


Рис. 7. Сравнение экспериментальной BER без помехи и экспериментальной BER с помехой

На основе результатов, представленных на рисунке 7 и таблице 2, видно, что несмотря на наличие помехи, BER с фильтром остается на уровне, близком к BER без помехи, что свидетельствует о высокой эффективности фильтрации. Это достигается благодаря тому, что режекторный фильтр точно выделяет и подавляет частоты помехи, не затрагивая основной сигнал. В результате система сохраняет свою производительность и надежность передачи данных даже в условиях воздействия гармонической помехи.

Таблица 2. Зависимость BER от E_b/N_0

| E_b/N_0 , дБ | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
|---------------------|-----|------|------|------|------|------|-------|-------|--------|--------|
| Экс. Бер без помехи | 0.5 | 0.46 | 0.41 | 0.34 | 0.22 | 0.11 | 0.03 | 0.008 | 0.002 | 0.0008 |
| Эксп. Бер с помехой | 0.5 | 0.46 | 0.42 | 0.34 | 0.23 | 0.1 | 0.034 | 0.009 | 0.0022 | 0.001 |

Имитационное моделирование OFDM-радиосистемы при действии узкополосной помехи

Для моделирования узкополосной помехи используется подход, основанный на фильтрации белого шума полосовым фильтром. Это позволяет создать помеху с заданной центральной нормированной частотой $f_0=0.1$ и шириной полосы $\Delta f=1 \cdot 10^{-5}$ (рис. 8), что делает модель более реалистичной по сравнению с использованием гармонической помехи. Мощность узкополосной помехи составила $P=0.5$ Вт, частота дискретизации системы $f_s=1 \cdot 10^7$, отношение сигнал-помеха $SIR = 0.5$ дБ.

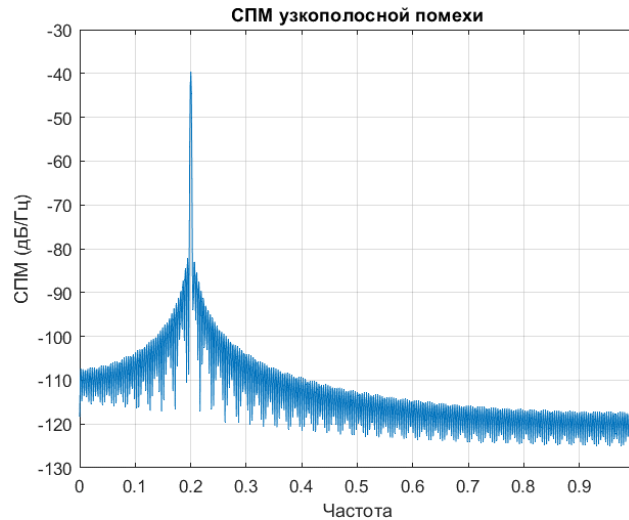


Рис. 8. СММ узкополосной помехи

Исходя из рисунка 9 и таблицы 3 видно, что фильтр успешно выделяет и подавляет частоты, занятые помехой, не затрагивая полезный сигнал. В результате система сохраняет свою производительность и надежность передачи данных даже в условиях воздействия узкополосных помех. График показывает, что кривые BER с фильтром и без помехи практически совпадают, что подтверждает высокую степень защиты системы от помех благодаря точному подавлению их частот.

Таблица 3. Зависимость BER от E_b/N_0

| E_b/N_0 , дБ | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
|---------------------|-----|------|------|------|------|------|-------|-------|--------|--------|
| Экс. BER без помехи | 0.5 | 0.46 | 0.42 | 0.34 | 0.22 | 0.11 | 0.041 | 0.014 | 0.0071 | 0.0059 |
| Эксп. BER с помехой | 0.5 | 0.46 | 0.42 | 0.34 | 0.23 | 0.11 | 0.043 | 0.015 | 0.0082 | 0.0066 |

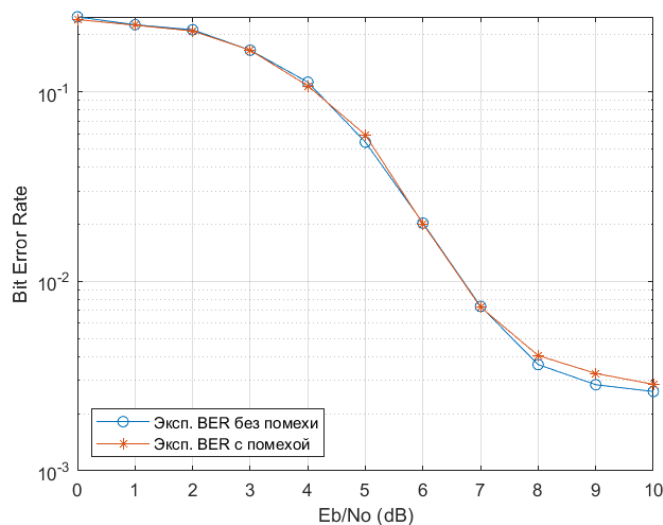


Рис. 9. Сравнение экспериментальной BER без помехи и экспериментальной BER с помехой

Заключение

Оба типа помех (гармоническая и узкополосная) оказывают значительное влияние на качество передачи данных в OFDM-системе. Однако применение режекторного фильтра демонстрирует высокую эффективность в подавлении этих помех. Фильтр обеспечивает точное выделение и подавление частот помехи, не затрагивая основной сигнал, что позволяет системе сохранять свою производительность и надежность передачи данных даже в условиях воздействия различных типов помех.

Таким образом, использование режекторного фильтра является важным элементом для повышения устойчивости OFDM-систем к различным видам помех. Это подтверждается результатами моделирования, где экспериментальная BER с фильтром остается на уровне, близком к BER без помехи, что свидетельствует о высокой степени защиты системы от помех и ее способности сохранять стабильную работу в сложных условиях передачи данных.

Библиографический список

1. Mitola, J. The software radio architecture // IEEE Communications Magazine. – 1995.
2. Vanrell L. Intro to Software Defined Radio: Part I [Электронный ресурс] / L. Vanrell. — 2020. — URL: <https://leevanrell.com/>
3. Шахнович, И.В. Современные технологии беспроводной связи. – М.: Техносфера, 2006.
4. Haykin, S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2005.
5. Лебедев, В. Модуляция OFDM в радиосвязи // Радиолобитель. – 2008. – № 9.

УДК 621.385.6

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКИ И СТЕРЖНЕЙ, РАСПОЛОЖЕННЫХ ПО ПЕРИМЕТРУ РЕЗОНАТОРА, НА ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОКАНАЛЬНОГО МНОГОЗАЗОРНОГО КЛИСТРОННОГО РЕЗОНАТОРА

В.А. Соляник*, А.Ю. Мирошниченко*, Н.А. Акафьева*

*Саратовский государственный технический университет им. Ю.А.Гагарина, Россия, Саратов, mailvadim1636@gmail.com, alexm2005@list.ru, akafieva_na@mail.ru

Аннотация. В статье представлено исследование многоканального многоззорного клистронного резонатора. В конструкции резонатора применяются элементы фотонно-кристаллической решетки для управления спектром электромагнитных колебаний и элемент емкостной нагрузки «грибовидной» формы для эффективного подавления паразитных колебаний. Кроме того, такие конструктивные решения помогают снизить массогабаритные параметры, которые важны при разработке миниатюрных приборов. В статье приведены расчеты различных конструкций резонатора с изменением диаметра опорного стержня, изменением диаметра стержней по периметру и их материала.

Ключевые слова: многолучевые клистроны (МЛК), интегрированные в подложку волноводы (ИПВ), резонансная система, емкостно-нагруженный объемный резонатор, паразитные частоты, трехмерный электромагнитный анализ, резонансное сопротивление, характеристическое сопротивление, собственная добротность.

INVESTIGATION OF THE INFLUENCE OF THE GEOMETRICAL PARAMETERS OF THE CAPACITIVE LOADING AND THE RODS ALONG THE PERIMETER OF THE RESONATOR ON THE ELECTRODYNAMIC CHARACTERISTICS OF THE MULTI-CHANNEL MULTI-GAP KLISTRON RESONATOR

V. A. Solyanik*, A. Y. Miroshnichenko*, N. A. Akafyeva*

*Saratov state technical University,
Russia, Saratov, mailvadim1636@gmail.com, alexm2005@list.ru,
akafieva_na@mail.ru

Abstract. The results of research of multi-channel multi-gap klystrons resonator is presented in the article. In the resonator design the photonic crystal lattice elements are used to control the spectrum of electromagnetic oscillations and the mushroom-shaped capacitance loading element is used to efficiently suppress parasitic oscillations are used. In addition, such design solutions help to reduce the mass dimensional parameters that are important in the development of miniature devices. In this article, calculations are given for different resonator designs with different of support rod diameters and varying the diameter of the rods and their materials.

Keywords: multibeam klystron (MBK), substrate integrated waveguides (SIWs), resonant system, capacitively loaded volumetric resonator, three-dimensional electromagnetic analysis, resonant impedance, characteristic impedance, Q-factor.

Введение

МЛК – одни из распространенных микроволновых приборов, которые находят применение в различных радиоэлектронных системах [1]. Основными преимуществами МЛК перед однолучевыми аналогами являются: расширенная полоса частот, сниженное ускоряющее напряжение, уменьшенные массогабаритные характеристики. Миниатюрные приборы наиболее востребованы в средствах телекоммуникации и связи [2].

Большое внимание при разработке клистронов уделяется их резонансным системам, от конструктивных особенностей которых зависят выходные параметры прибора. Для резонансных систем мощных и сверхмощных приборов [3] характерно применение фотонно-кристаллических решеток (ФКР), (Photonic Band Gap - PBG), позволяющих управлять спектром электромагнитных колебаний. PBG структура представляет из себя один или несколько

рядов металлических, либо диэлектрических стержней, расположенных по периметру внутри объема резонатора.

В настоящее время широкое применение в электродинамических структурах получают так называемые интегрированные в подложку волноводы ИПВ [4]. Особенности ИПВ, изготовленных методами интегральной технологии, являются: меньшие габариты, сниженная масса и низкая себестоимость относительно прямоугольных волноводов со схожими характеристиками. Чаще всего эта технология применяется при создании СВЧ-фильтров. ИПВ технология так же используется при проектировании резонаторов, нагруженных на емкость [5], например, резонатор с емкостной нагрузкой грибовидной формы. Введение емкостной нагрузки в объемные резонаторы позволяет отодвинуть вверх по диапазону паразитные частоты благодаря увеличению соотношения высших гармоник к частоте основной моды резонатора. Помимо этого ёмкостно-нагруженные объёмные резонаторы обладают значительно меньшими размерами, фактически не теряя при этом собственной добротности. В свою очередь интересно совместное использование фотонно-кристаллических решеток и емкостной нагрузки «грибовидной» формы в клистронных резонаторах. В резонансных системах клистронного типа подобные конструкции до настоящего времени не использовались.

Целью настоящей статьи является исследование электродинамических параметров двухззорного многоканального резонатора путем трехмерного электромагнитного анализа с помощью численных методов, в котором используются фотонно-кристаллические решетки и емкостная нагрузка «грибовидной» формы.

Конструкция резонатора

Конструкция резонатора представлена на рисунке 1.

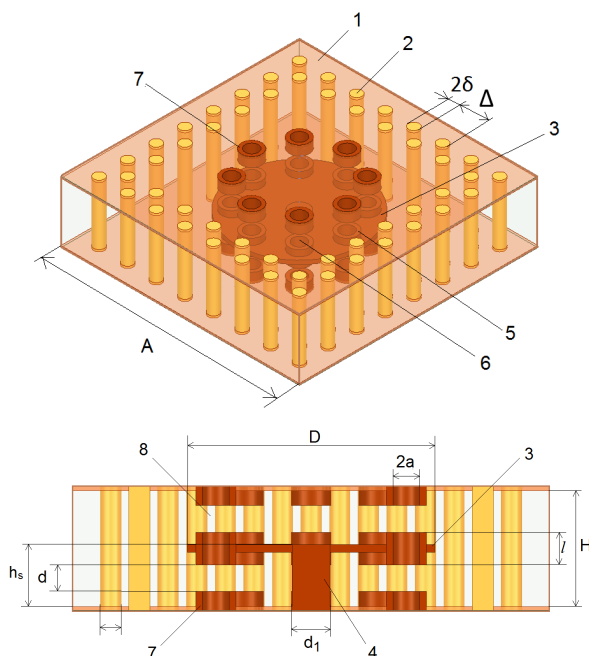


Рис. 1. Конструкция двухззорного резонатора с емкостной нагрузкой

Он состоит из объемного корпуса прямоугольного сечения 1 со стороной $A=25$ мм и высотой $H=6.5$ мм, внутри которого расположены по периметру два ряда металлических стержней 2 с шагом $\Delta=3$ мм и диаметром $2\delta=0,7$. Такое расположение стержней подобно расположению металлизированных отверстий в ИПВ резонаторах или стержней в фотонно-кристаллических структурах. Для реализации емкостной нагрузки, внутри резонатора распо-

лагается тонкий диск 3 диаметром $D=13$ мм, расположенный на опорном стержне 4 диаметром $d_1=1$ мм, закрепленном на боковой стенке резонатора. Введение емкостной нагрузки в объемный резонатор приводит к изменению резонансной частоты не только первой моды, но и резонансных частот высших гармоник. На диске размещены восемь центральных электродов 5 длиной $l=1.7$ мм, имеющих отверстия для пролета электронного потока 6 диаметром $2a=0.7$ мм, которые образуют многоканальную систему. На боковых крышках резонатора располагаются боковые пролетные электроды 7. Между центральными электродами и боковыми электродами образуются восемь высокочастотных зазоров резонатора 8 длиной $d=1.4$ мм. При этом такая структура обладает свойствами объемного резонатора прямоугольного сечения и имеет габариты меньшие, чем аналогичный объемный резонатор волноводного типа.

Результаты моделирования

Расчет резонатора проводился методом конечных элементов в диапазоне от 1 до 22 ГГц. Один из вариантов расчета резонатора при диаметре стержней 0,7 мм приведен в таблице 1.

Таблица 1. Вариант расчета резонатора при диаметре стержней 0,7 мм

| № моды | Тип моды | Частота, F, MHz | Собственная добротность, Q_0 | Характеристическое сопротивление, ρ , Ω |
|--------|----------|-----------------|--------------------------------|---|
| 1 | п | 3.8467 | 1321 | 120 |
| 2 | п | 10.2386 | 2366 | 82 |
| 3 | 2п | 12.8243 | 2918 | 72 |
| 4 | п | 16.5988 | 2795 | 40.5 |
| 5 | п | 17.0233 | 3570 | 2.2 |
| 6 | п | 22.1347 | 3733 | 8.9 |

Тип моды определялся по направлению электрического поля в высокочастотных зазорах резонатора. Распределение поля в высокочастотных зазорах резонатора показано на рисунке 2.

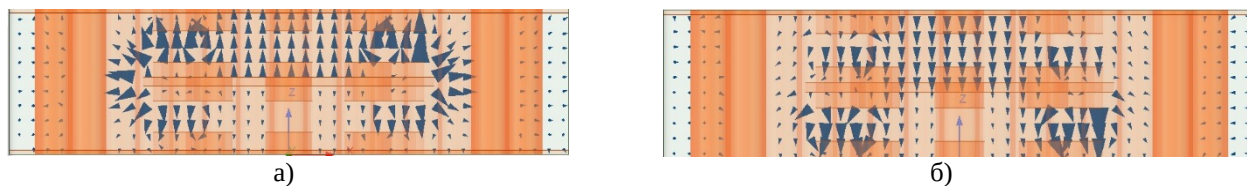


Рис. 2. Распределение электрического поля в поперечном сечении резонатора:
а) – 1-я противофазная мода, б) – 3-я синфазная мода.

Из полученных результатов расчета можно сделать следующие выводы. Частота основной π моды достаточно далеко отстоит от высших типов колебаний. В частности, отношение $f_{02}/f_{01}=2.65$; а отношение $f_{03}/f_{01}=3.27$. Первая противофазная мода имеет высокое характеристическое сопротивление ρ , больше чем в два раза превышающее такое значение для второй моды. На высших типах колебаний (моды №4, 5) добротность резонатора хоть и имеет большие значения, но характеристическое сопротивление не велико.

Известно, что в резонаторах с ФКР возможно управлять спектром колебаний с помощью стержней, окружающих дефекты решетки. В данной работе было исследовано влияние толщины стержней, окружающих структуру резонатора на электродинамические параметры для трех первых мод резонатора. При этом в качестве критерия оценки выбрано резонансное сопротивление резонатора R_{0n} на различных частотах. Результаты исследований приведены

на рисунке 2, где показано влияние изменения радиуса стержней δ на спектры и резонансное сопротивление трех первых мод, низшей π моды, второй π моды и третьей 2π моды.

Было выяснено, что для первой π моды изменение частоты при изменении δ от 0.4 до 0.7 составляет около 1%. Частота при увеличении δ увеличивается. Но при этом значительно увеличивается параметр R_{0n} (в 1,8 раза), что говорит о подавлении первой противофазной моды при малом диаметре стержней. Для второй противофазной моды изменение частоты при изменении δ от 0.4 до 0.8 составляет 0,8%. Частота при увеличении δ уменьшается. Но при этом при наименьшем значении $\delta=0,4$ резонансное сопротивление имеет наибольшее значение, а при наибольшем значении $\delta=0,8$ оно имеет наименьшее значение, отношение величин R_{0n} 1,3 раза.

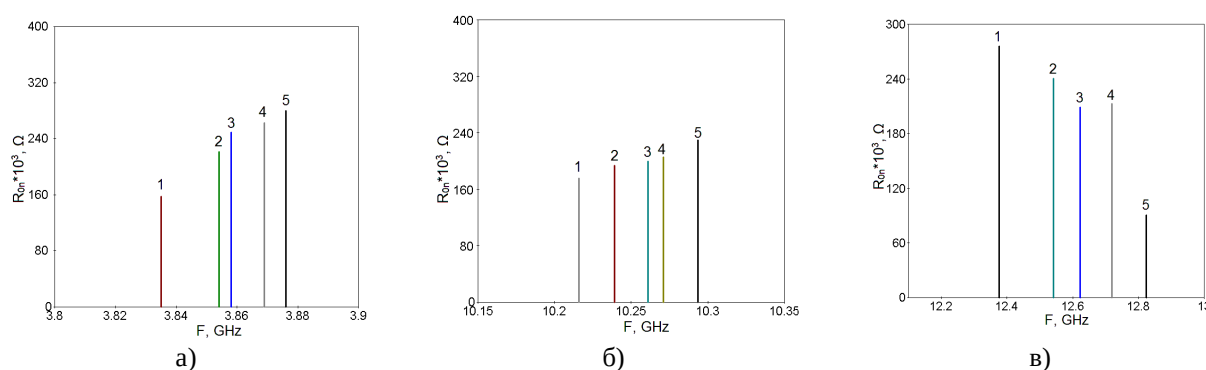


Рис. 2. Спектральные характеристики резонатора при разных значениях радиуса стержней по периметру резонатора: а) 1- $\delta=0.4$; 2- $\delta=0.5$; 3- $\delta=0.55$; 4- $\delta=0.6$; 5- $\delta=0.7$; б) 1- $\delta=0.8$; 2- $\delta=0.7$; 3- $\delta=0.55$; 4- $\delta=0.5$; 5- $\delta=0.4$; в) 1- $\delta=0.4$; 2- $\delta=0.5$; 3- $\delta=0.55$; 4- $\delta=0.6$; 5- $\delta=0.7$

Наибольшее влияние изменения параметра δ отмечается на синфазной 2π моде. При этом отношение частот при изменении δ от 0,4мм до 0,7мм составляет 3,6%, частота при увеличении δ увеличивается. R_{0n} изменяется в три раза. Для этого случая наибольшие значения R_{0n} наблюдаются при наименьшем диаметре стержней $\delta=0,4$ мм, а наименьшие при $\delta=0,7$ мм. Это может говорить о подавлении высшей 2π моды при увеличении диаметра стержней по периметру резонатора.

Далее в работе было проведено исследование влияния диаметра опорного стержня 4, поддерживающего диск 3, на его электродинамические параметры. При изменении диаметра опорного стержня изменяется индуктивность резонансной системы, образованной опорным стержнем и диском. Результаты вычислений представлены на рисунке 4. По представленным результатам можно сделать следующие выводы. Диаметр опорного стержня однозначно влияет на частоты основных трех мод резонатора. Для 1-й моды характерна линейная зависимость и изменение частоты в 1,24 раза при увеличении диаметра в 2 раза. Для 2-й моды изменение составляет в 1,04 раза при том же увеличении диаметра, а частота 3-й моды изменяется в 1,1 раза. Характеристическое сопротивление так же заметно изменяется при увеличении диаметра опорного стержня. Для 1-й моды ρ максимально и изменяется в 1,1 раза при увеличении D в 2 раза. Для 2-й моды характерно наименьшее изменение ρ 1,05 раза и абсолютное значение ниже, чем на 1-й моде. Для 3-й моды характерно наименьшее значение ρ , однако влияние изменения D влияет наиболее сильно (увеличивается в 2 раза).

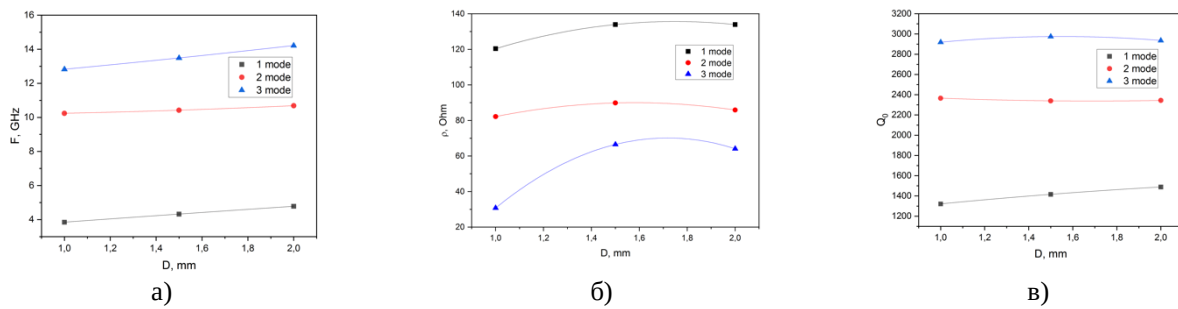


Рис. 3. Расчет электродинамических параметров резонатора в зависимости от диаметра опорного стержня D : а) – частотная зависимость, б) – зависимость характеристического сопротивления, в) – зависимость собственной добротности резонатора.

На графике собственной добротности мы видим, что максимальное значение добротности получается на 3-й синфазной моде и увеличивается при этом на 12% при увеличении D в 2 раза. 1-я противофазная мода имеет в два раза более низкую добротность, чем 3-я, это говорит нам о высокой емкостной нагрузке резонатора. Между ними находится 2-я противофазная мода и изменяется она на 0,5% при том же увеличении диаметра стержня.

Также были проведены расчеты резонансных сопротивлений R_0 резонатора с заменой через один металлических стержней на алмазные. Было исследовано три конструкции резонатора: 1 – исходная конструкция резонатора без алмазных стержней, 2 – алмазные стержни вместо металлических установлены через один по внутреннему периметру резонатора, 3 – алмазные стержни вместо металлических установлены через один по внешнему периметру резонатора. Результаты расчета представлены на рисунке 4.

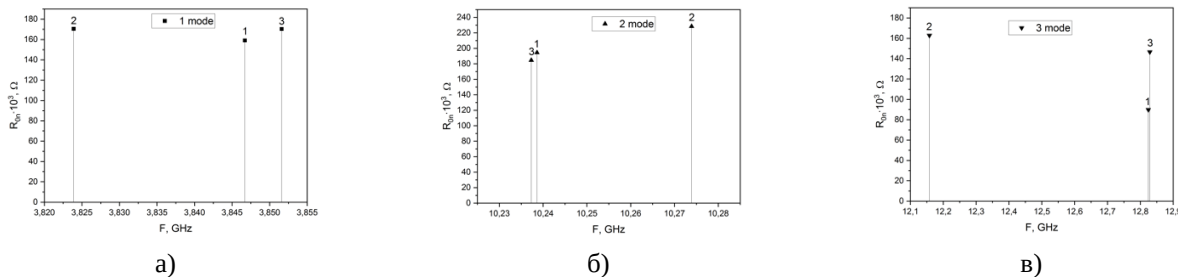


Рис. 4. Спектральные характеристики резонатора при замене металлических стержней на алмазные: 1 – все стержни металлические, 2 – алмазные по внутреннему периметру резонатора, 3 – алмазные по внешнему периметру резонатора, а – первая мода, б – вторая мода, в – третья мода.

По полученным зависимостям видно, что наибольшее влияние на частоту оказывает расположение алмазных стержней по внутреннему периметру резонатора. Частота 1-й противофазной и 3-й синфазной мод уменьшается на 0,5 и 5%, соответственно R_0 для первой моды изменяется незначительно, а для 3-й моды характерно максимальное значение изменения резонансного сопротивления в 1,8 раза. Частота 2-й противофазной моды увеличивается и R_0 также увеличивается на 0,3%.

Проанализировав расположение алмазных стержней по внешнему периметру видно, что на 1-й и 2-й модах изменения частоты и R_0 незначительны, но для 3-й синфазной моды при малом изменении частоты R_0 изменяется в 1,6 раза.

Заключение

В статье рассмотрен вариант емкостно нагруженного резонатора с применением элементов фотонно-кристаллической решетки и элементов «грибовидной» формы, что позволяет снизить массогабаритные характеристики объёмного резонатора. Зафиксировано на низших типах колебаний высокое характеристическое сопротивление. Изменяя материал стержней, расположенных по периметру резонатора во внутреннем и внешнем слое, можно управлять спектральными характеристиками резонатора. Изменяя диаметр опорного стержня емкостной нагрузки, можно управлять электродинамическими параметрами резонатора. Исследуемый тип резонатора может быть применим в миниатюрных многолучевых клистронах для средств телекоммуникации и связи.

Библиографический список

1. Галдецкий А. В., Голованов Н. А. Многолучевые клистроны с радиальным расположением лучей //Электроника и микроэлектроника СВЧ: материалы Всерос. науч.-техн. конф.–СПб. – 2023. – С. 4-9.
2. Анисимова Т. Ю. Миниатюрный усилительный клистрон Ku-диапазона длин волн. //Электроника и микроэлектроника СВЧ: материалы Всерос. науч.-техн. конф. – СПб: ЛЭТИ, 2014. – С. 402-406.
3. Jain, P. K. (2009, December). Study of metallic photonic Band Gap cavity for high power microwave devices. In 2009 Applied Electromagnetics Conference (AEMC) (pp. 1-3). IEEE.
4. Turgaliev V. et al. Small-size low-loss bandpass filters on substrate-integrated waveguide capacitively loaded cavities embedded in low temperature co-fired ceramics //J. Ceram. Sci. Technol. – 2015. – Т. 6. – №. 4. – С. 305-314.
5. Sirci S., Martínez J. D., Boria V. E. A novel magnetic coupling for miniaturized bandpass filters in embedded coaxial SIW //Applied sciences. – 2019. – Т. 9. – №. 3. – С. 394.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННЫЙ РЕЧЕВОЙ И АУДИОКОДЕК

М.С. Бунин

*Министерство обороны Российской Федерации
Москва, bunin.maxim@mail.ru*

Аннотация. В связи с ростом требований к качеству мультимедийных коммуникаций, аудиокодеки должны поддерживать как высокое качество, так и низкую задержку. Как правило, аудиокодеки обеспечивают либо низкую задержку, либо высокое качество, но редко и то, и другое. Мы предлагаем кодек, который одновременно отвечает обоим этим требованиям, с задержкой всего 8,7 мс при 44,1 кГц. В нем используется алгебраическое векторное квантование с формой усиления в частотной области с предсказанием шага во временной области. Мы демонстрируем, что предложенный кодек, работающий на 48 кбит/с и 64 кбит/с, превосходит как G.722.1C, так и MP3, и имеет качество, сопоставимое с AAC-LD, несмотря на то, что его алгоритмическая задержка составляет менее одной четверти от задержки этих кодеков.

Ключевые слова: кодирование аудио, кодирование речи, сверхширокополосный, низкая задержка, преобразование кодирования

A HIGH-QUALITY SPEECH AND AUDIO CODEC

M.S. Bunin

*Ministry of Defense of the Russian Federation
Moscow, bunin.maxim@mail.ru*

The summary. With increasing quality requirements for multimedia communications, audio codecs must maintain both high quality and low delay. Typically, audio codecs offer either low delay or high quality, but rarely both. We propose a codec that simultaneously addresses both these requirements, with a delay of only 8.7 ms at 44.1 kHz. It uses gain-shape algebraic vector quantisation in the frequency domain with time-domain pitch prediction. We demonstrate that the proposed codec operating at 48 kbit/s and 64 kbit/s out-performs both G.722.1C and MP3 and has quality

comparable to AAC-LD, despite having less than one fourth of the algorithmic delay of these codecs.

Index Terms: audio coding, speech coding, super-wideband, low-delay, transform coding

Удовлетворение растущих ожиданий в отношении видеоконференций и других коммуникационных приложений требует высококачественного кодека речи и аудио с очень низкой задержкой. Уменьшение задержки как снижает восприятие акустического эха, так и открывает новые возможности для новых приложений, таких как удаленные музыкальные представления. Популярные речевые кодеки, такие как AMR-WB, G.729.1 и Speex, имеют низкий и средний диапазон качества, не поддерживают частоту дискретизации выше 16 кГц и имеют общую алгоритмическую задержку в диапазоне от 15 мс до 30 мс [1-6]. С другой стороны, широко используемые аудиокодеки, такие как MP3 и Vorbis, могут достигать высокого качества, но имеют задержки, превышающие 100 мс. Ни один из этих кодеков не обеспечивает как высокое качество, так и очень низкую задержку.

С тех пор, как в 1980-х годах было предложено кодирование с линейным предсказанием (CELP), оно стало самым популярным классом алгоритмов кодирования речи. Однако он, как правило, ограничен частотой дискретизации ниже 16 кГц. В шумовом формировании CELP трудно контролировать, когда спектр имеет высокий динамический диапазон, что характерно для частоты дискретизации 16 кГц и выше. Насколько известно, CELP не применялся к речевым кодекам, выходящим за пределы частоты дискретизации 16 кГц. Даже при 16 кГц многие кодеки на основе CELP не используют CELP для всей полосы пропускания звука. AMR-WB применяет CELP к пониженному до 12,8 кГц сигналу, в то время как G.729.1 использует MDCT для частот выше 4 кГц, а Speex кодирует речь 16 кГц с использованием квадратурного зеркального фильтра и двух кодировщиков CELP.

Преобразование с ограничением по энергии

Одной из ключевых проблем с кодеками на основе MDCT является разрешение во временной частоте. В предложенном кодеке используется окно 35 мс (17,5 мс) для достижения достаточного частотного разрешения. Очень низкая задержка CELT подразумевает, что он должен использовать очень короткий MDCT и, следовательно, имеет плохое частотное разрешение. Чтобы смягчить проблему, мы используем долгосрочный предиктор, который простирается достаточно далеко в прошлое, чтобы смоделировать весь период шага.

Другая проблема с использованием очень коротких кадров заключается в том, что для каждого кадра доступно очень небольшое количество битов. CELT должен ограничивать или исключать мета-информацию, такую, как сигнализация распределения битов, и обычно имеет всего несколько битов, доступных для некоторых частотных полос. По этой причине мы отделяем кодирование спектральной огибающей от кодирования деталей спектра. Это гарантирует, что энергия в каждой частотной полосе всегда сохраняется, даже если детали спектра потеряны.

CELT – кодек, схожий по своим характеристикам с кодеком CELP, использует идею спектрально плоского “возбуждения”, которое является суммой адаптивной (шаг) кодовой книги и фиксированной (инновационной) кодовой книги. Возбуждение представляет детали спектра после удаления спектральной огибающей. Однако, в отличие от CELP, CELT в основном работает в частотной области с использованием модифицированного дискретного косинусного преобразования (MDCT), поэтому возбуждение в CELT является версией возбуждения в частотной области в CELP. Аналогично, адаптивная кодовая книга основана на временном смещении в прошлое с соответствующим набором коэффициентов усиления, а инновация – это часть возбуждения, которая не предсказывается адаптивной кодовой книгой.

Основными принципами алгоритма CELT являются:

- выход MDCT разделен на полосы, аппроксимирующие критические полосы;

- кодировщик явно кодирует энергию в каждой полосе (спектральная огибающая), а декодер обеспечивает, чтобы энергия выхода точно соответствовала закодированной энергии;
- нормализованный спектр в каждой полосе, который мы называем возбуждением, ограничен единичной нормой на протяжении всего процесса; а долгосрочный (шаг) предиктор кодируется как временное смещение, но с усилением шага, закодированным в частотной области.

Сигнал делится на кадры по 256 отсчетов, при этом каждое окно MDCT состоит из двух кадров. Чтобы уменьшить задержку, перекрытие составляет всего 128 отсчетов, с постоянной областью 128 отсчетов в центре и 64 нулями с каждой стороны, как показано на рисунке 1. Для области перекрытия L мы используем окно $w(n)$ с силовым дополнением кодека Vorbis:

$$w(n) = \sin \left[\frac{\pi}{2} \sin^2 \frac{\pi \left(n + \frac{1}{2} \right)}{2L} \right], \quad (1)$$

где $L = 128$ – величина перекрытия.

Хотя дискретизированному MDCT в критической точке требуется окно, которое в два раза больше размера кадра, мы уменьшаем «эффективное перекрытие» с помощью нулей с каждой стороны и все равно достигаем идеальной реконструкции. Это уменьшает общую алгоритмическую задержку с очень небольшими затратами на качество или битрейт. Мы используем то же окно для процесса анализа и процесса синтеза со взвешенным перекрытием и добавлением (WOLA).

Полосы и энергия

Спектр MDCT делится на 20 полос (рис. 1) примерно по одной критической полосе в каждой, хотя более низкие частотные полосы шире из-за низкого разрешения MDCT. Мы называем эти полосы энергетическими полосами.



Рис. 1. Мощно-дополняющие окна с уменьшенным перекрытием

Нормализуем спектр в каждой полосе и передаем энергию отдельно. Пусть $z_b(I)$ – спектр MDCT в полосе b во временном кадре I , а энергия для кадра I в полосе b запишем как $E(b, I)$, тогда формула для нормализованного спектра имеет вид:

$$x_b(I) = \frac{z_b(I)}{\sqrt{E(b, I)}}. \quad (2)$$

Квантованная версия энергии спектра в каждой полосе $E(b, l)$ передается декодеру, чтобы сигнал мог быть восстановлен с использованием следующего выражения:

$$z_b = \sqrt{E}(b, l)x_b(l) . \quad (3)$$

Структурная схема алгоритма CELT представлена на рисунке 2.

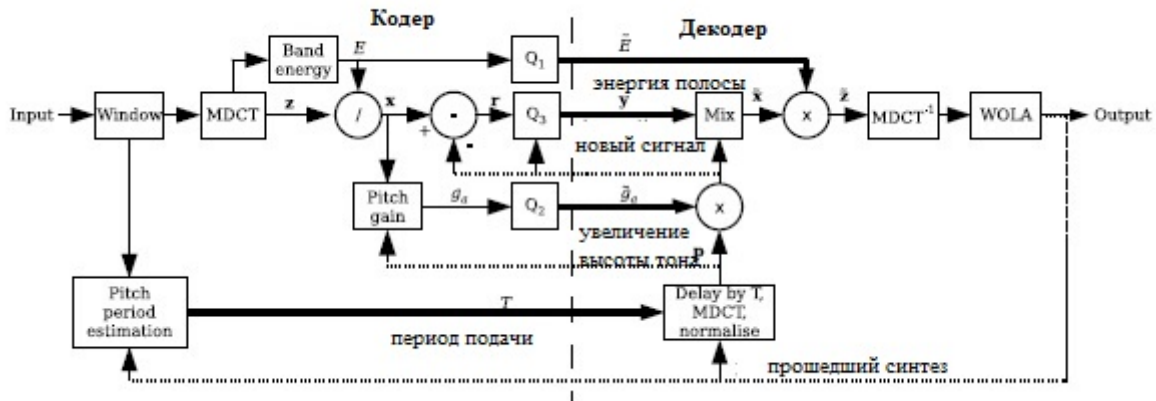


Рис. 2. Структурная схема алгоритма CELT

Полный кодировщик включает часть декодера, поскольку процесс кодирования относится к ранее декодированным частям синтезирующего сигнала. Параметры, передаваемые декодеру, выделены жирным шрифтом, а параметры, которые синхронизируются между кодировщиком и декодером, показаны пунктирными линиями. Квантователи обозначены операторами Q_x .

Этот подход с формой усиления имеет то преимущество, что он сохраняет спектральную огибающую независимо от битрейта, используемого для кодирования «деталей» спектра. Это также означает, что спектральная огибающая $E(b, l)$ должна быть закодирована с достаточным разрешением, поскольку $x_b(l)$ не может компенсировать ошибку квантования в $E(b, l)$. Это в отличие от кодеков CELP, где увеличение битрейта возбуждения может частично компенсировать ошибку квантования в коэффициентах LP.

В дальнейшем, если мы не обрабатываем несколько полос или несколько кадров одновременно, частотная полоса b и временной кадр l опускаются для ясности.

Предсказание шага

CELT использует предсказание шага для моделирования близко расположенных гармоник речи, сольных инструментов или других ярко выраженных периодических сигналов. Само по себе наше короткое блочное преобразование способно разрешить гармоники, только если период является точным кратным размера кадра. Для любой другой длины периода текущее окно будет содержать часть периода, смещенную на некоторую фазу. Мы ищем в недавно декодированных данных сигнала окно, которое охватывает ту же часть периода с тем же фазовым смещением. Хотя гармоники по-прежнему не будут разрешаться в отдельные бины MDCT, для периодических входных данных предиктор будет создавать ту же картину распространения энергии.

Предиктор шага задается периодом, определенным во временной области, и набором коэффициентов усиления, определенных в частотной области. Период шага — это временное смещение к окну в недавней истории синтезирующего сигнала, которое наилучшим образом соответствует текущему окну кодирования. Мы оцениваем период, используя частотную обобщенную перекрестную корреляцию между входным окном с нулевым заполнением и

последними $L_p = 1024$ декодированными отсчетами. Мы используем весовую функцию для нормализации отклика на каждой частоте по величине спектра входного окна, что является грубой заменой перцептивного веса, который CELP использует при вычислении перекрестной корреляции во временной области. Поскольку задержанный сигнал, используемый для шага, не может перекрываться с текущим кадром, минимальная возможная задержка составляет $N + L$ (384 отсчета). Это соответствует основной частоте 115 Гц, что означает, что для женщин-спикеров оценочный период обычно кратен реальному периоду шага. Поскольку максимальный период равен L_p , существует $L_p - N - L + 1 = 641$ возможных временных смещений, где L – длина перекрытия (где окно не равно ни единице, ни нулю), а N – количество отсчетов MDCT в полосе.

Учитывая период, мы вычисляем MDCT на оконном задержанном синтезирующем сигнале и нормализуем его, чтобы он имел единичную величину в каждой полосе. Мы применяем усиление к нормализованному сигналу, p , в частотной области, что позволяет нам изменять усиление в зависимости от частоты. Мы вычисляем усиление в каждой полосе от 0 до 8 кГц. Выше 8 кГц адаптивная кодовая книга использует спектральное складывание из текущего кадра, как описано в Разделе III-C3. Поскольку x , и p нормализованы, оптимальное усиление никогда не может превышать единицу (в отличие от алгоритма CELP, где оптимальное усиление шага может быть больше единицы во время нарастания сигнала). Чтобы предотвратить нестабильное поведение мы ограничиваем усиление до $g_{damp} = 0,9$, где g_{damp} – коэффициент демпфирования усиления, который также действует как верхняя граница для усиления.

Мы применяем усиление шага в частотной области, чтобы учесть ослабление гармоник шага по мере увеличения частоты.

Оценка и реализация кодеков

Характеристики кодеков при используемой частоте дискретизации:

- CELT AAC-LD G.722.1C MP3;
- частота (кГц) 44,1 44,1 32 44,1;
- размер кадра (мс) 5,8 10,9 20 переменный;
- задержка (мс) 8,7 34,8 40 >100;
- битрейт (кбит/с) 32-96 32-64 24,32,48 32-160 основаны на версии программного обеспечения 0.3.2.

Мы использовали версию с плавающей запятой, но версия с фиксированной запятой не вызывает заметного ухудшения качества.

Неподготовленные слушатели оценивали базовое качество звука кодеков с помощью теста MUlti Stimulus с Hidden Reference and Anchor (MUSHRA) Результаты для кодеков AAC-LD и G.722.1C соответствуют результатам, сообщенным при 32 кбит/с в, хотя в нашем тесте при 64 кбит/с кодек G.722.1C был в невыгодном положении, потому что это был единственный кодек, работающий при 48 кбит/с, что является самой высокой поддерживаемой им скоростью. Якоря нижних частот 7 кГц, включенные в тесты прослушивания, эквивалентны несжатому сигналу, дискретизированному на частоте 16 кГц, что является верхней границей, достижимой любым широкополосным кодеком, таким как кодеки G.722 и AMR-WB.

Уменьшение задержки

Кодек CELT можно использовать с еще меньшими размерами кадров, чем указанные ранее. Контрольное качество – это качество, полученное при 46,9 кбит/с с задержкой 8,7 мс (реализация базовой модели PEAQ). Мы наблюдаем, что кодек CELT хорошо масштабируется до задержки в 3 мс, в этот момент требуемая скорость возрастает очень быстро. В значительной степени это связано с тем, что стоимость кодирования энергии полос и информации о высоте тона почти постоянна для каждого кадра, независимо от размера кадра. Возможно повышение качества передаваемой речи и помехоустойчивости передаваемой информации при использовании модификации алгоритма Хургина-Яковлева [7, 8].

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. С.А. Бахурин, В.Т. Дмитриев Исследование точности алгоритмов оценки отсчетов производной в радиотехнических устройствах/ Вестник РГРТА Вып. №13, 2004 – С.32 – 35
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.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ОЦЕНКА РАЗЛИЧНЫХ РЕАЛИЗАЦИЙ КОДЕКА ААС ДЛЯ АУДИОМОБИЛЬНОГО УСТРОЙСТВА НА БАЗЕ АРХИТЕКТУРЫ ARM

Д.М. Меньшиков

*Министерство обороны Российской Федерации
Москва, proDirector14@yandex.ru*

Аннотация. В работе рассматривается объективная и субъективная оценка реализаций аудиокодека ААС для аудиомобильного устройства на базе ARM. Отобранный аудиоматериал был закодирован и декодирован с использованием реализаций, предоставленный четырьмя разными способами, а затем сравнен с оригинальными аудиозаписями с использованием программного обеспечения. После этого две реализации с наивысшими оценками были оценены с помощью субъективного теста прослушивания А/В/Х.

Ключевые слова: кодек ААС, субъективный аудио тест, объективный аудио тест.

EVALUATION OF DIFFERENT AAC CODEC REALIZATIONS FOR AUDIO MOBILE DEVICE BASED ON ARM ARCHITECTURE

D.M. Menshikov

Ministry of Defense of the Russian Federation
Moscow, proDirector14@yandex.ru

The summary. The paper considers an objective and subjective assessment of AAC audio codec implementations for an ARM-based audio mobile device. The selected audio material was encoded and decoded using implementations provided in four different ways, and then compared with the original audio recordings using software. After that, the two highest-scoring implementations were evaluated using a subjective A/B/X listening test.

Keywords: AAC codec, subjective audio test, objective audio test.

В данной работе необходимо провести оценку различных реализаций аудиокодека AAC, основанную на объективных и субъективных оценках качества [1, 2]. Эта оценка была выполнена с целью разработки автономного устройства аудиозаписи.

Это устройство включает следующие компоненты:

- 1) аналоговый микрофон;
- 2) рекордер;
- 3) модуль воспроизведения;
- 4) USB микрофон;
- 5) беспроводной микрофон.

В качестве аудиосенсора будет использоваться позолоченный конденсатор с номинальной чувствительностью 18 мВ/Па. Ее частотная характеристика находится в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц. Пользователю предоставлена возможность выбора между 16-битным или 24-битным разрешением и частотами дискретизации 44,1 кГц, 48 кГц и 96 кГц.

Чтобы обеспечить передачу аудиоданных в режиме реального времени с учетом заданного ограничения по полосе пропускания беспроводной связи, был выбран кодек AAC, который обеспечивает отличное качество звука. Кодек AAC обеспечивает лучшее качество звука по сравнению с популярным кодеком MP3.

Мы выбрали четыре различные реализации кодека AAC (от четырех разных поставщиков), которые были портированы на интересующую нас аппаратную платформу. Для целей оценки качества кодека был подготовлен набор высококачественных аудиозаписей, чтобы были представлены различные категории, такие как: вокал, сольный инструмент и оркестр. Выбранные аудиозаписи были сжаты с использованием кодеков AAC с различными комбинациями разрядности (16/24 бит) и (96 – 256 кбит/с).

На первом этапе оценим объективную оценку качества (ODG) каждой сжатой аудиозаписи, сравнив ее с оригинальной (исходной) записью с помощью программного инструмента EAQUAL (Evaluation of Audio Quality). Этот инструмент, основанный на рекомендации ITU-R BS.1387, обеспечивает объективную оценку качества сжатых аудиозаписей путем моделирования физических, психоакустических и когнитивных свойств слуховой системы человека.

AAC (Advanced Audio Coding)

AAC – формат сжатия аудио, который используется для хранения и передачи музыки и звука. AAC является преемником формата MP3 и предлагает более высокое качество звука при более низком битрейте. Этот формат был разработан как часть стандарта MPEG-2 и затем был улучшен в формате MPEG-4. AAC поддерживает 48 полнодиапазонных аудиоканалов в одном потоке (частота дискретизации от 8 до 96 кГц). Кроме того, согласно ГОСТ Р 54713-2011 AAC используется в Российской Федерации в качестве стандарта кодирования аудиосигнала по цифровым каналам связи.

Аналогично MP3, кодек AAC уменьшает количество данных, необходимых для описания аудиосигнала, удаляя те элементы, которые не могут быть услышаны из-за несовершенства слуховой системы человека. Качество часто зависит от реализации кодировщика, даже для одного и того же формата [3, 4]. Хотя преимущества AAC перед MP3 очевидны при битрейте ниже 100 кбит/с, некоторые кодировщики AAC не используют дополнительные стратегии кодирования, определенные для AAC, что приводит к незначительно более низкому качеству звука, чем для лучшего кодировщика MP3.

Кодировщик AAC разделяет аудиосигнал на различные частотные полосы, а затем использует психоакустическое моделирование для идентификации тех полос, сложность которых может быть снижена без слышимых искажений.

Объективная оценка качества звука

Основная цель инструмента EAQUAL (основанного на рекомендации ITU-R BS.1387) – предоставить объективную меру качества для закодированных/декодированных аудиофайлов. Он не предназначен для замены субъективных тестов прослушивания, а для того, чтобы служить полезным инструментом для поддержки субъективных тестов и категоризации различных алгоритмов кодирования. Чем больше входных файлов взято для анализа, тем лучше результаты EAQUAL будут соответствовать реальному качеству звука. Чтобы использовать EAQUAL, необходимо предоставить эталонный файл, который представляет собой исходные данные PCM (16 бит, 48 кГц), и тестовый файл, который представляет собой закодированный и декодированный аудиофайл и имеет тот же формат аудио (PCM).

EAQUAL использует психоакустическую модель для вычисления сигнала, который будет присутствовать на базилярной мембране (картина возбуждения), используя нелинейную сумму масок. После этого когнитивная модель, а также комбинация различных алгоритмов используются для оценки влияния шума и искажений из-за сжатия звука с потерями [5-8]. Каждый из этих алгоритмов предоставляет так называемую MOV (Model Output Variable), которая объясняется следующим образом:

1) полоса пропускания: оценка полосы пропускания как эталонного, так и тестового сигнала;

2) NMR (Noise-To-Mask-Ratio): отношение между шумом (внесенным кодеком) и допустимым порогом маскировки;

3) RDF (Relative Disturbed Frames): на основе NMR. Если NMR какой-либо частотной полосы выше 1,5 дБ, то предполагается, что кадр нарушен. Затем количество нарушенных кадров делится на общее количество кадров;

4) MFPD (Maximum Filtered Probability of Detection): вероятность обнаружения шума/артефактов рассчитывается аналогично NMR. Эта вероятность сглаживается во времени с помощью фильтра нижних частот первого порядка. После этого выбирается максимум результирующего значения и MFPD предыдущего кадра;

5) ADB (Average Distorted Block): аналогично RDF, количество искаженных блоков рассчитывается на основе вероятности обнаружения (если вероятность обнаружения $> 0,5$). Затем мера того, насколько слышимы искажения, делится на это число;

6) EHS (Harmonic Structure of Error): мера того, насколько тонален сигнал шума. Расчет основан на автокорреляции спектра ошибок;

7) Модуляционная разница: измерение разницы между огибающими эталонного и тестового сигнала на основе простого измерения громкости и фильтра нижних частот;

8) Громкость шума: мера громкости сигнала шума.

Субъективная оценка качества звука

Субъективная оценка качества звука проводится с использованием методологии двойного слепого тестирования A/B/X. Сама процедура тестирования предполагает, что две разные аудиозаписи воспроизводятся со случайным выбором A и B, и одна из них случайно выбирается как X. Слушатель должен выбрать, какая запись A или B идентична X.

Для проведения тестов прослушивания A/B/X была разработана компьютерная программа для субъективной оценки в MATLAB. Графический пользовательский интерфейс программы показан на рисунке 1. Есть три кнопки - A, B и X, - которые воспроизводят соответствующий аудиосигнал при нажатии. Можно переключаться между сигналами во время воспроизведения и устанавливать перекрытие в секундах (количество секунд, на которое предыдущее воспроизведение перекрывается с новым). Маркеры на рисунке, которые представляют сигнал во временной области, можно легко перемещать в любую точку сигнала, и воспроизводится отмеченная часть сигнала между маркерами. Под ползунком положения субъект может отслеживать информацию о текущем и общем времени аудиозаписи. Субъект должен решить, есть ли разница между A и B или нет. Если есть какая-либо слышимая разница, субъект должен решить, соответствует ли X A или B, и, наконец, какой сигнал звучит лучше (с тремя переключателями “Я предпочитаю A”, “Я предпочитаю B” или “Я не уверен”). Установив положение ползунка (в правом нижнем углу), субъект указывает субъективную оценку разницы между A и B со следующими вариантами: незаметная и явно заметная. После того, как все решения приняты, нажатие кнопки “продолжить” загружает следующую пару записей. Два сигнала одного и того же аудиоматериала (закодированные двумя разными кодеками AAC) случайным образом загружаются в A или B, чтобы избежать какого-либо субъективного влияния на следующий материал. Случайно определяется программой, представляет ли сигнал X сигнал A или сигнал B. После завершения тестирования результаты сохраняются в текстовом файле. Таким образом, сохраняется анонимность субъекта, что имеет большое значение, особенно когда субъектами являются эксперты в области аудиозаписи, как это было в данном случае.

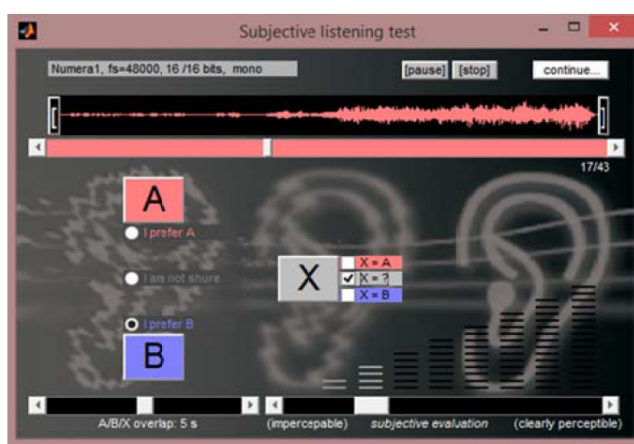


Рис. 1. Приложение MATLAB для субъективного тестирования качества звука

Аппаратная архитектура

Основным требованием к разработанному аудиоустройству является обеспечение высокого качества звука при низком энергопотреблении.

В качестве платформы для разработки мы выбрали ARM из-за ее низкой цены и отличной поддержки разработчиков благодаря ее повсеместному распространению. Кроме того, ARM, как архитектура RISC, более эффективна, чем аналогичные архитектуры CISC.

Кодирование AAC — это сложный процесс, требующий обработки сигнала во временной и частотной областях.

Помимо основных функций, аудиоформат AAC поддерживает дополнительные инструменты, направленные на улучшение качества звука, такие как TNS (Temporal Noise Shaping), PNS (Perceptual Noise Substitution), MS (Mid-side Stereo) и IS (Intensity Stereo). Поскольку разработка кодека AAC — это длительный процесс, было решено оценить качество программных решений, уже существующих на рынке, которые оптимизированы для архитектуры ARM, используют аппаратный блок для обработки сигналов (NEON, FPU) и поддерживают специальные инструменты для лучшего кодирования, такие как TNS, PNS и т.д.

Будем использовать аудиокодек AAC-LC (Low Complexity). Этот тип кодека очень хорошо соответствует требованию к выходному битрейту и в то же время является менее вычислительно интенсивным. Дополнительные функции (TNS, PNS) требуют большего времени обработки. Например, PNS требует на 10% больше времени обработки.

Объективная оценка качества звука

Тестовый набор состоял из 14 аудиозаписей (моно, $f_s=48$ кГц, 16 бит), закодированных и декодированных кодеками AAC от четырех разных поставщиков. Исходные аудиофайлы были закодированы в формат AAC с битрейтом 96, 128, 160 и 256 кбит/с. Эти файлы были декодированы в формат .wav, а затем сравнены с оригинальными. Результатом этого сравнения является объективная оценка различий (ODG). Результаты, усредненные по всему набору из 14 записей, представлены на рисунке 2.

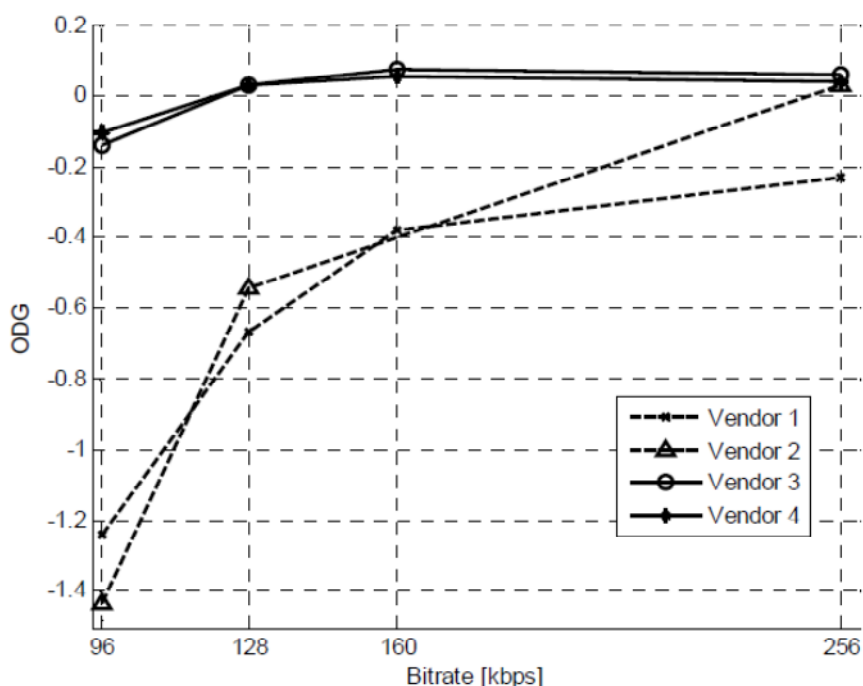


Рис. 2. Объективная оценка различий в зависимости от битрейта для 4 различных поставщиков кодека AAC

Как видно из рисунка 2, кодеки AAC для поставщиков 3 и 4 работают значительно лучше, чем кодеки для поставщиков 1 и 2. Для более высоких битрейтов (256 Кбит/с) все кодеки, кроме кодека Vendor 1, обеспечивают отличное качество звука. Имея в виду, что сжатые аудиозаписи будут передаваться по беспроводному соединению, качество аудиозаписи с

более низкими битрейтами было более важным. Следовательно, для субъективной оценки качества звука были выбраны кодеки, предоставленные поставщиками 3 и 4.

Следует отметить, что поставщик 4 предоставляет два типа кодеков AAC. Первый обрезаает аудиоспектр выше 17 кГц перед кодированием сигнала. Второй сжимает исходный сигнал (имеющий спектр до $f_s/2$). Сравнение этих двух вариантов кодека представлено на рисунке 3.

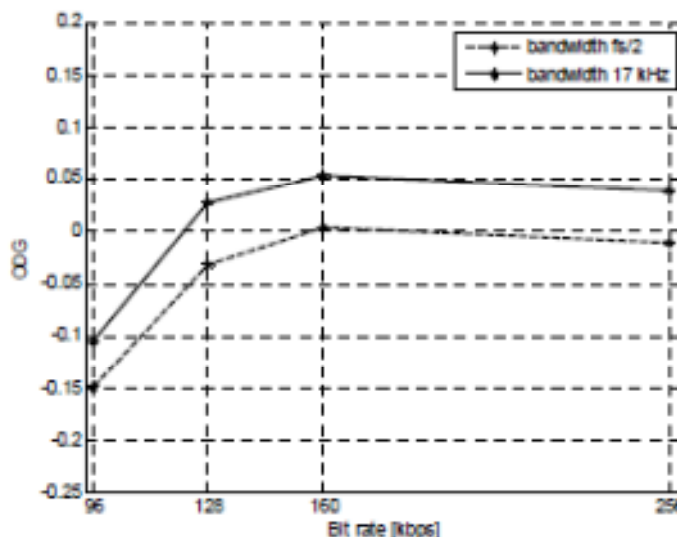


Рис. 3. Объективная оценка различий для двух вариантов кодека для поставщика 4

Как видно из рисунка 3, вариант кодека, выполняющий фильтрацию нижних частот, обеспечивает немного лучшее качество. Это в основном связано с тем, что лучшее битовое разрешение достигается на более низких гармониках, и эффект более коротких кодовых слов не оказывает такого большого влияния. Поскольку большая часть аудиоспектра лежит на частотах ниже 17 кГц, этот кодек имеет лучшее качество звука. Помимо того факта, что слуховая система человека едва воспринимает частоты выше 17 кГц, выбор этого алгоритма поддерживается его меньшей вычислительной сложностью и меньшим временем обработки.

На рисунках 4 и 5 мы представляем ODG в зависимости от номера дорожки для битрейтов 96 кбит/с и 256 кбит/с соответственно. Как видно, для некоторых дорожек кодек от поставщика 3 превосходит кодек от поставщика 4, и наоборот. Кроме того, существуют дорожки (например, дорожки 6, 13 и 14), которые, сложнее сжать, что приводит к более низкому качеству декодированного звука. Напротив, дорожка 12, довольно легко сжимается, что приводит к аналогичному ODG для всех 4 кодеков.

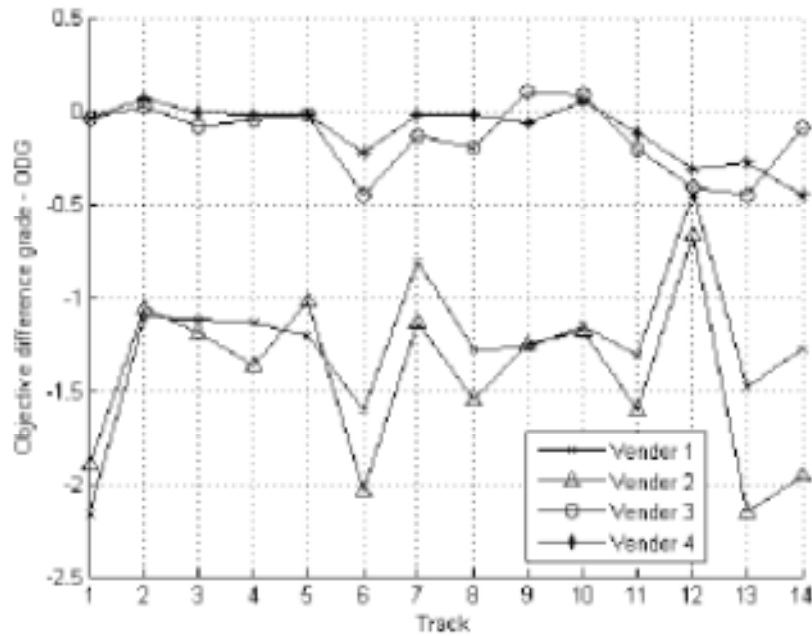


Рис. 4. ODG vs. номер дорожки для различных поставщиков кодека (Битрейт=96 Кбит/с)

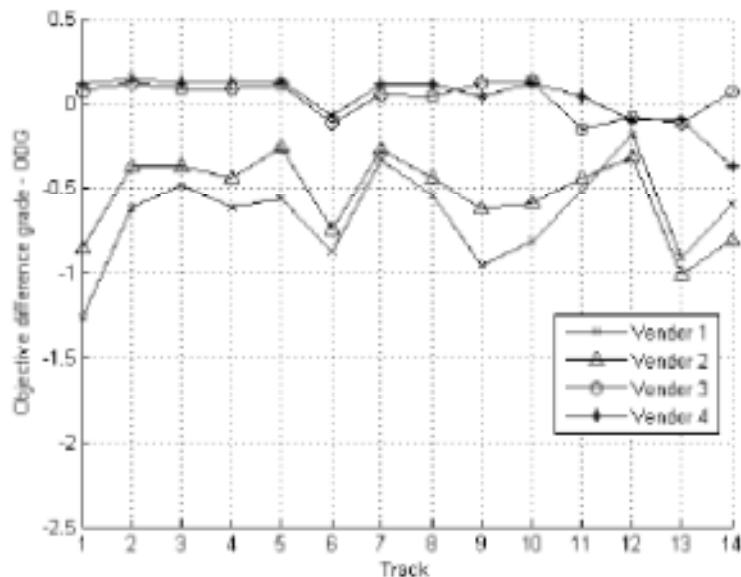


Рис. 5. ODG vs. номер дорожки для различных поставщиков кодека (Битрейт=256 Кбит/с)

Субъективная оценка качества звука

Чтобы выполнить субъективное тестирование качества звука, было выбрано десять аудиозаписей. Все субъективные тесты проводились с использованием высококачественного оборудования для воспроизведения. В субъективных тестах участвовали шесть профессионалов в области звука, два акустика и три молодых слушателя в возрасте от двадцати до шестидесяти лет. Субъекты выполняли тесты индивидуально. Продолжительность одного теста составляла примерно 20 минут.

Десять ранее выбранных аудиозаписей были закодированы и декодированы кодеками AAC от поставщиков 3 и 4 с соответствующими битрейтами. Были выполнены два различных теста: testKK, в котором сравнивались два кодека с битрейтом 96 кбит/с и был выбран лучший, и test96, в котором лучший кодек (битрейт 96 кбит/с) сравнивался с исходной необработанной записью. Подробности тестов вместе с результатами приведены в таблице.

Согласно результатам субъективной оценки двух выбранных кодеков с участием семи субъектов, между двумя выбранными реализациями кодеков нет существенной разницы.

Таблица. Результаты субъективного тестирования

| Тест | Образец 1 | Образец 2 | Количество испытуемых | Количество правильных вариантов | Количество неопределенных | Класс: „лучше“ | Класс: „хуже“ | Класс: „нет разницы“ |
|--------|-------------------|--------------------|-----------------------|---------------------------------|---------------------------|----------------|---------------|----------------------|
| TestKK | Кодек 3 48 кГц | Кодек 4 48 кГц | 7 | 27/70 38.6% | 31/70 44.3% | 24 | 34 | 12 |
| Test96 | Кодек 4 48 кГц | Оригинал 48 кГц | 6 | 13/60 21.7% | 27/60 45% | 24 | 17 | 19 |

В разговоре с испытуемыми после каждого теста они заявили, что разница довольно мала и что в некоторых случаях они предпочитают низкочастотную характеристику кодека 3 (образцы бас-гитары и барабанов), а в некоторых – средне/высокочастотную характеристику кодека 4 (вокал, акустическая гитара, фортепиано).

Общее впечатление было таково, что качество звука можно оценить как очень хорошее и разницу можно заметить только при непосредственном сравнении образцов.

Согласно результатам субъективной оценки влияния битрейта на воспринимаемое качество (кодек 3, 96 кбит/с), существует определенная разница между выбранной реализацией кодека и оригиналом, но она не может рассматриваться как существенная. Общее впечатление от качества выбранного кодека по сравнению с оригинальными образцами таково, что разница может быть услышана только при непосредственном сравнении с оригиналом.

В целом окончательный вывод после теста и обсуждения со специалистами заключается в том, что оба тестируемых кодека подходят для конструкции даже при самом низком битрейте.

Заключение

В данной статье мы представляем оценку различных реализаций аудиокодека AAC для архитектур ARM. Путем проведения объективных тестов качества звука с использованием инструмента EAQUAL мы выбрали две лучшие реализации кодека. Затем мы провели субъективное тестирование звука, чтобы определить оптимальный кодек. Результаты субъективного тестирования показали, что разница может быть услышана только при непосредственном сравнении с оригиналом.

Библиографический список

1. Дмитриев В.Т., Константинова Д.С. Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи.// Вестник РГРТУ. 2016. №56 – С.42-47.
2. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Д.Е. Крысьев, 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) .
3. 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
4. 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.
5. 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.
6. 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

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.

8. 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 621.396; ГРНТИ 47.47

ИЗУЧЕНИЕ ВЛИЯНИЯ СТРУКТУРНОЙ ПОМЕХИ НА РСПИ

П.С. Мещанинов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, kuznezocovp931@gmail.ru*

Аннотация. В работе рассматривается влияние структурных помех на РСПИ. Приводится рассмотрение аддитивного механизма воздействия помехи. Рассмотрено влияние структурной помехи, отличающейся модуляцией. Рассмотрены цифровые многопозиционные модуляции PSK, APSK, QAM позиционностью 4, 16, 64, 128 по причине широкого распространения. Приведён механизм ухудшения качества передачи. Определён параметр модуляции помехи, влияющий на степень ухудшения работы РСПИ.

Ключевые слова: структурная помеха, многопозиционная модуляция, евклидово расстояние.

STUDY OF THE EFFECT OF STRUCTURAL INTERFERENCE ON RITS

P.S. Meshchaninov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, horek.colupaeva@yandex.ru*

The summary. The paper considers the effect of structural interference on the RSPI. The consideration of the additive mechanism of interference effects is given. The effects of structural interference, characterized by modulation, are considered. Digital multi-position modulations PSK, APSK, QAM with positionality of 4, 16, 64, 128 are considered due to their wide distribution. The mechanism of deterioration of transmission quality is given. The interference modulation parameter has been determined, which affects the degree of deterioration of the RITS.

Keywords: space-time coding(STC), spatial multiplexing (SM), superregional space-time lattice codes (OFDMA).

Введение

В настоящее время из-за быстрого увеличения количества приёмопередающих устройств и активного использования радиочастотного диапазона стали распространены структурные помехи, представляющие собой сигналосподобный сигнал, у которого одна или несколько характеристик совпадают с нашим полезным сигналом. Данный тип помех отличает негативное действие на систему передачи информации из-за совпадения частотно-временных характеристик, к которым можно отнести используемый диапазон частот, ширину полосы сигнала, тип модуляции и кодирования, поляризацию и т.д. [1].

Задачей данной статьи является определение параметра помехи, от которого зависит степень ухудшения работы РСПИ. Это необходимо для выделения наиболее опасных помех в помеховой обстановке и определения метода в дальнейшей борьбе с ними.

Основная часть

По типу воздействия помеха может быть аддитивной и мультипликативной. В данной статье для детального рассмотрения причины ухудшения качества связи будет рассмотрен аддитивный механизм воздействия структурной помехи, отличающейся только по модуляции.

Помехоустойчивость цифровой модуляции определяется минимальным евклидовым расстоянием d_2 между точками сигнального созвездия [2]. Для сравнения модуляций между собой необходимо сделать их равными по средней мощности излучения. В таблице 1 для исследуемых цифровых модуляций приведены значения d_2 и значение E_b / N_0 , при котором вероятность битовой ошибки равна 10^{-3} .

Таблица 1. Параметры цифровых типов модуляции

| Модуляция | PSK-4 | Позиционность 16 | | | Позиционность 64 | | | Позиционность 128 | | |
|---------------------------------------|-------|------------------|------|------|------------------|-------|------|-------------------|-------|------|
| | | PSK | APSK | QAM | PSK | APSK | QAM | PSK | APSK | QAM |
| Расстояние d_2 | 1,41 | 0,39 | 0,38 | 0,67 | 0,098 | 0,099 | 0,33 | 0,049 | 0,054 | 0,23 |
| E_b / N_0 при BER 10^{-3} , дБ | 8,4 | 16,1 | 14,8 | 11,9 | 26,1 | 25,6 | 16,5 | 31,4 | 28,7 | 18,9 |

Из таблицы 1 видно, что наибольшим расстоянием обладает QAM из-за расположения точек на равном расстоянии друг от друга, что обеспечивает равномерное распределение точек на комплексной плоскости. Для PSK характерно уменьшение расстояния по причине увеличения количества точек на окружности постоянного радиуса. APSK является промежуточным решением, где точки располагаются на нескольких окружностях различного радиуса.

Воздействие структурной помехи заключается в смещении координаты точки на сигнальном созвездии (рисунок 1). Если точка смещается в зону определения другой точки, то при демодуляции возникает ошибка. С увеличением отношения сигнал/помеха (далее ОСП) уменьшается максимальное отклонение точки созвездия сигнала, т.е. качество связи улучшается.

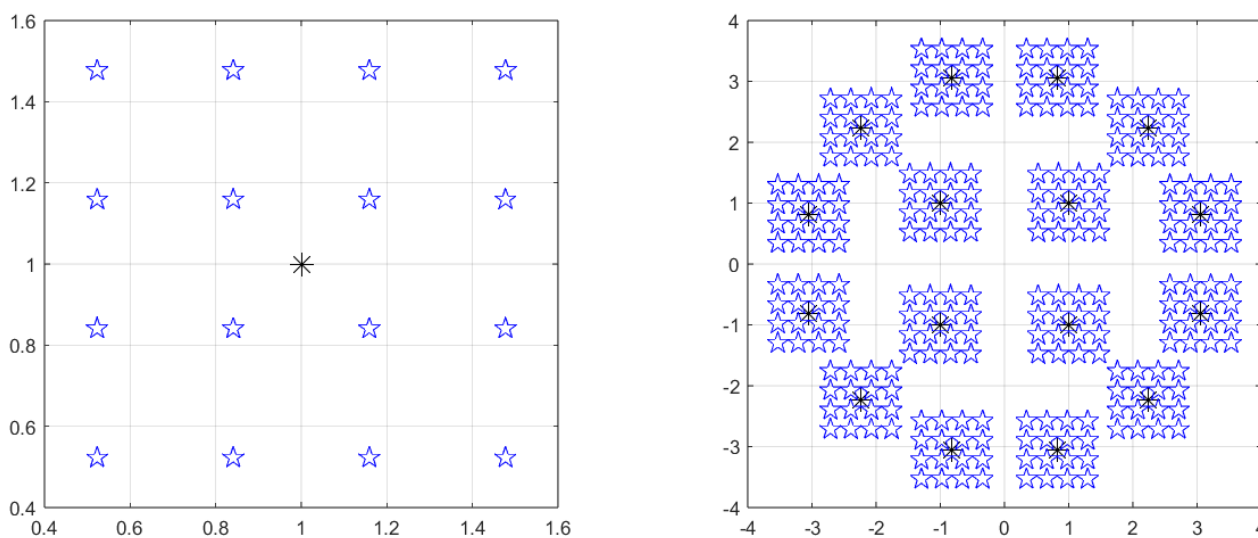


Рис. 1. Возможное положение для одной точки сигнального созвездия после воздействия помехи QAM-16 (слева) и для всех точек модуляции сигнала APSK-16

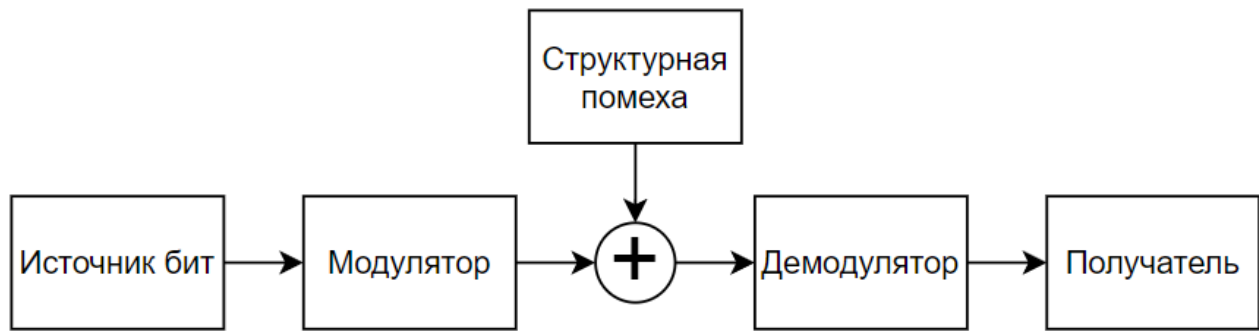


Рис. 2. Упрощённая структурная схема исследуемой модели

Исследуемая схема (рис. 2) включает в себя источник битовой последовательности, модулятор, канал связи, демодулятор и получатель. Канал связи реализован в виде сумматора, производящего сложение сигнала и структурной помехи. В данной работе исследуется причина, из-за которой помеха одного типа модуляции влияет сильнее, чем другого типа. Поэтому исследование будет происходить без учёта АБГШ в канале связи, т.к. данный параметр имеет случайный характер и может вносить неконтролируемое изменение в положение точки сигнального созвездия.

Для изучения влияния помех снимем ряд зависимостей вероятности битовой ошибки от отношения мощности сигнала к мощности структурной помехи с шагом 0,2 дБ: влияние помех разной позиционности одного типа, влияние помех разного типа одной позиционности.

На рисунке 3 представлена зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/помеха при модуляции сигнала APSK-16 и модуляции помехи QAM различной позиционности.

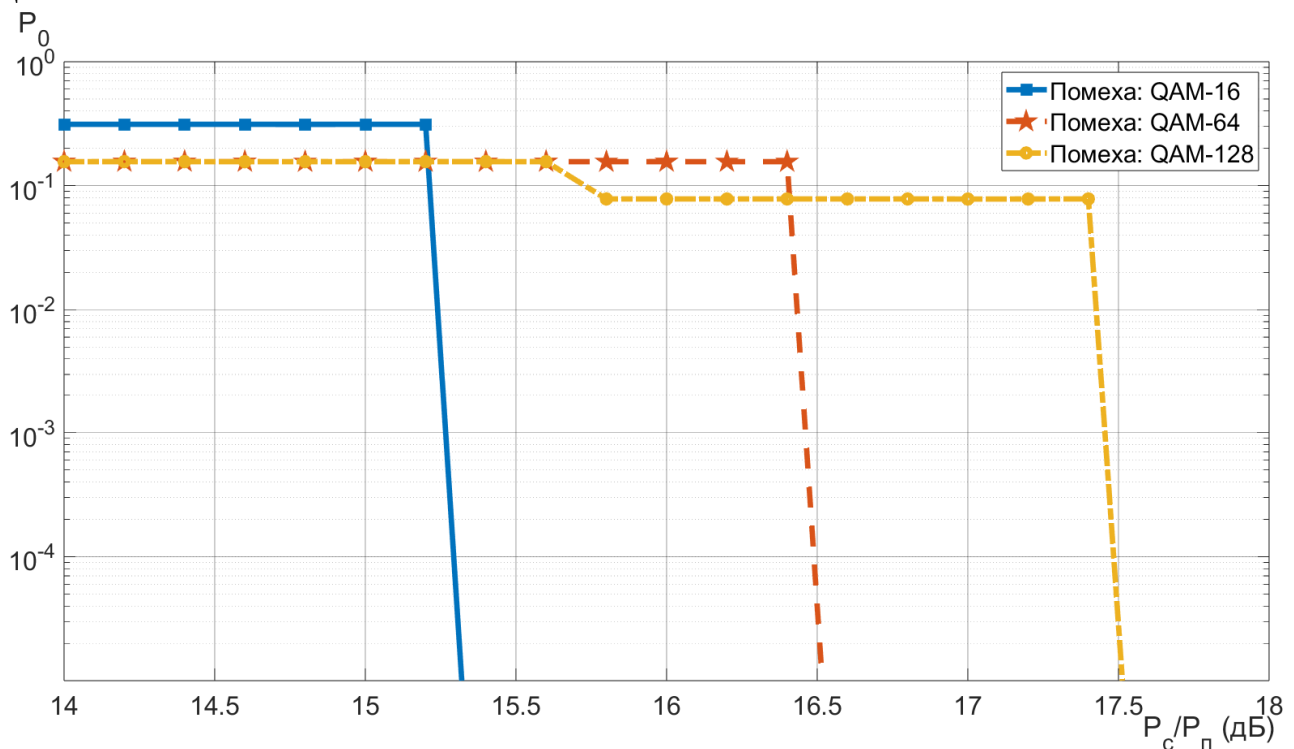


Рис. 3. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/помеха при модуляции сигнала APSK-16 и модуляции помехи QAM различной позиционности

Как видно, при равной средней мощности помехи с увеличением позиционности возрастает ухудшающее влияние. Графики на данном рисунке имеют резкий спад после некоторого значения ОСП, которое назовём пороговым. Из-за того, что в данном случае отсутствует воздействие АБГШ, ошибка может быть вызвана только структурной помехой. При некотором пороговом значении максимальное отклонение точки не затрагивает соседнюю зону определения, значит, ошибка не может произойти.

Пороговое значение зависит от позиционности модуляции сигнала и помехи. Чем больше позиционность сигнала, тем меньше евклидово расстояние в созвездии сигнала и тем больше пороговое значение ОСП.

Пороговое значение ОСП для модуляции сигнала APSK-16 при действии помехи с модуляцией QAM-16 равно 15,2 дБ, при действии QAM-64 равно 16,4 дБ, при действии QAM-128 равно 17,4 дБ.

Для проверки влияния помех одного типа с разной позиционностью снимем данные зависимости для помехи с модуляцией PSK различной позиционности.

Как говорилось выше, увеличение позиционности модуляции помехи приводит к ухудшению качества передачи при постоянстве других характеристик, таких как мощность помехи и тип модуляции. Пороговое значение ОСП для модуляции сигнала APSK-16 (рис. 4) при действии помехи с модуляцией PSK-16 равно 15,6 дБ, при действии PSK-64 равно 15,8 дБ, при действии PSK-128 равно 15,8 дБ, но при этом вероятность ошибки больше, чем в случае с PSK-64. Порог менее выражен, т.к. евклидово расстояние у PSK-64 и PSK-128 гораздо меньше, чем у PSK-16.

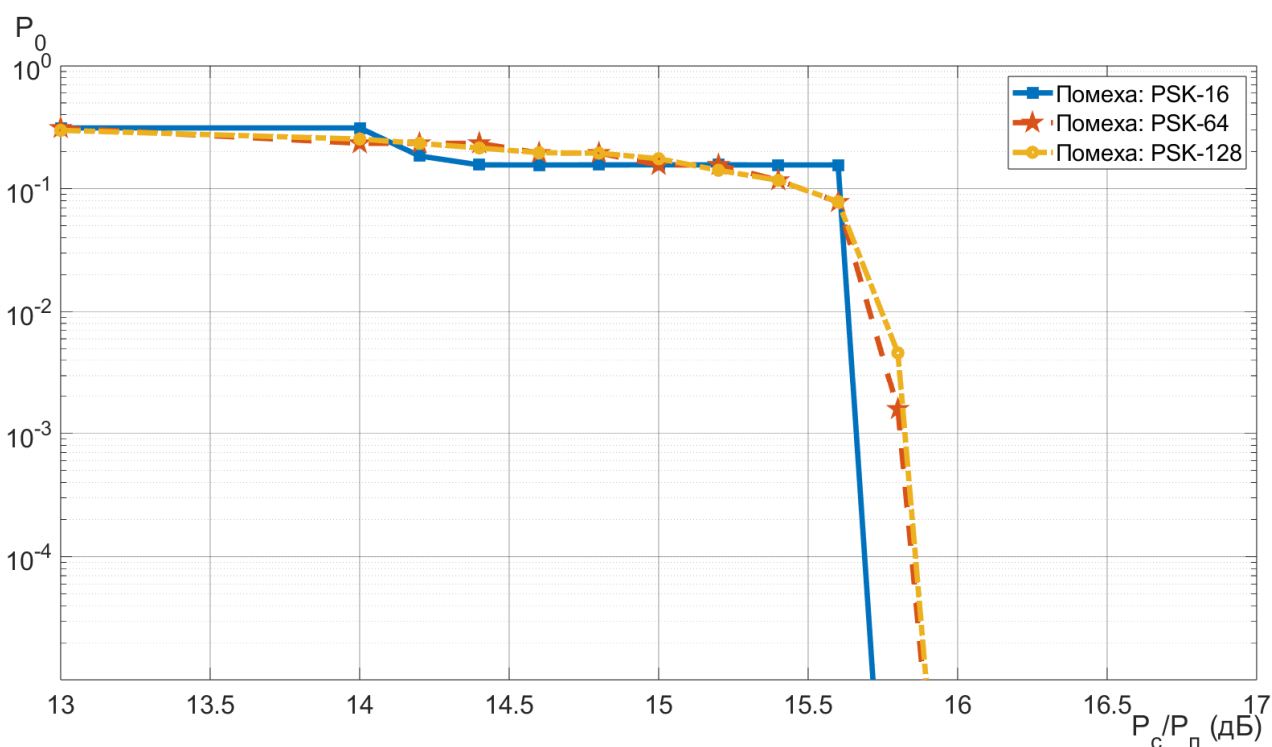


Рис. 4. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/помеха при модуляции сигнала APSK-16 и модуляции помехи PSK различной позиционности

Зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/помеха при модуляции сигнала PSK-16 и модуляции помехи QAM, APSK, PSK показаны на рисунке 5.

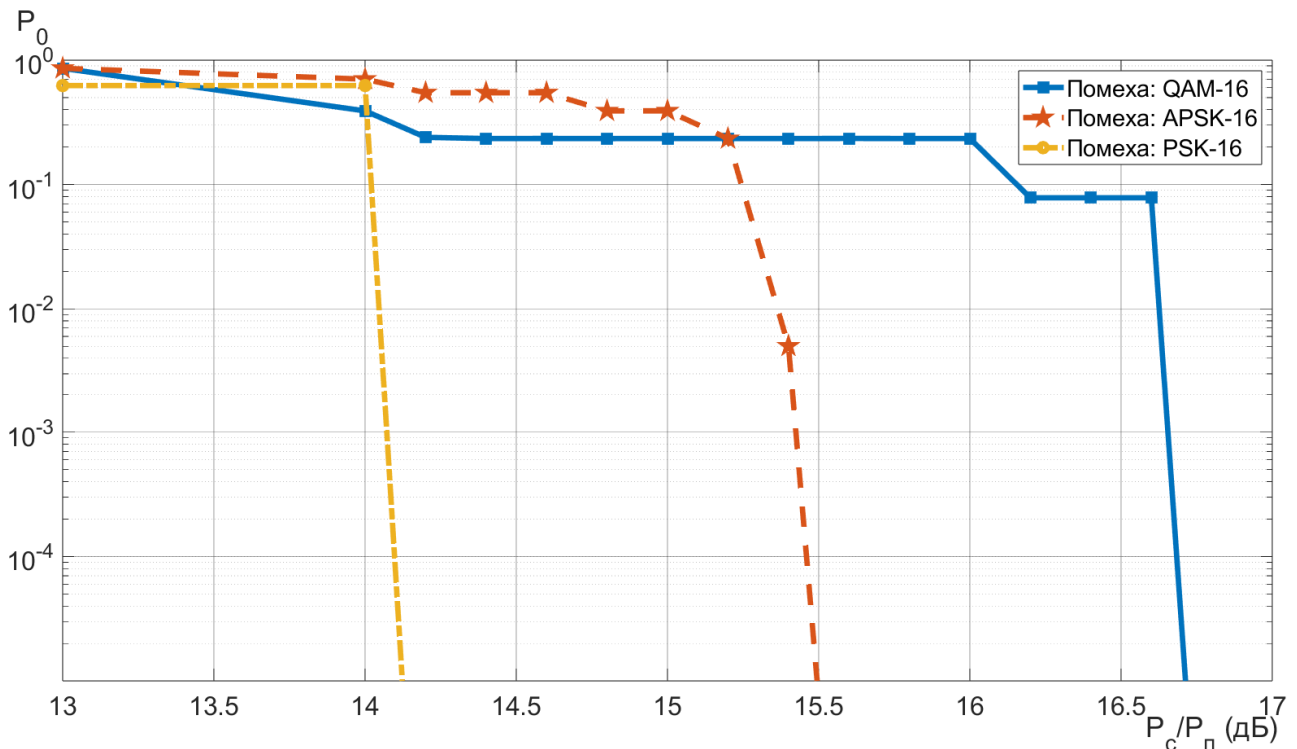


Рис. 5. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/помеха при модуляции сигнала PSK-16 и модуляции помехи QAM, APSK, PSK позиционностью 16

Как видно из рисунка 5, чем меньше евклидово расстояние модуляции помехи, тем слабее ее влияние. Связано это с тем, что при равной средней энергии максимальное отклонение при действии помехи с малым значением евклидова расстояния будет меньше, чем у помехи с большим значением евклидова расстояния. Поэтому воздействие QAM-16 является самым негативным случаем из приведённых на рисунке.

Пороговое значение ОСП для модуляции сигнала PSK-16 при действии помехи с модуляцией PSK-16 равно 14 дБ, при действии APSK-16 равно 15,4 дБ, при действии QAM-16 равно 16,6 дБ.

Заключение

Таким образом, при рассмотрении воздействия на РСПИ различных структурных помех с учётом равенства их средней энергии, можно сделать выводы:

Из параметров модуляции помехи наибольшее значение имеет евклидово расстояние, определяющее отклонение точки сигнального созвездия.

В группе модуляции помехи с одинаковой позиционностью наибольшее влияние оказывает QAM из-за наибольшего значения евклидова расстояния. Т.е. QAM вызывает наибольшее отклонение точки сигнального созвездия.

В группе помех одного типа наибольшее влияние оказывает помеха с максимальной позиционностью из-за наибольшего евклидова расстояния.

Библиографический список

1. Галев А.В., Косолапов А.С. Исследование влияния структурных помех на помехоустойчивость систем с широкополосными шумоподобными сигналами при когерентном приёме // Наука и образование. 2012. №4. МГТУ им. Н.Э. Баумана.
2. Прохис, Дж. Цифровая связь. — М.: Радио и связь, 2000. — 800 с. — ISBN 5-256-01434-X.

УДК 621.376; ГРНТИ 47.41

ПРИМЕНЕНИЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В ЗАДАЧАХ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВИДА МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛА

С.О. Алексенко

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

Аннотация. В работе рассматривается применение сверточных нейронных сетей для автоматической классификации модуляции в системах беспроводной связи. Показана важность задачи автоматического распознавания вида модуляции. Рассмотрены традиционные методы распознавания модуляции, показы ограничения традиционных методов. В исследовании изучается эффективность методов глубокого обучения, в частности сверточных нейронных сетей, для распознавания типов модуляции, таких как BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-QAM, 64-QAM и других. Предложенная модель обучена на синтетических наборах данных с различными уровнями отношения сигнал/шум (ОСШ). Описана архитектура модели. Показаны результаты проверки точности распознавания вида модуляции в условиях низкого ОСШ. Показана перспективность использования искусственных нейронных сетей для решения задачи распознавания вида модуляции.

Ключевые слова: сверточные нейронные сети, распознавание вида модуляции сигнала, BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-QAM, 64-QAM, проверка точности распознавания

APPLYING ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS IN THE TASKS OF DETERMINING THE TYPE OF SIGNAL MODULATION

S.O. Aleksenko

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

Abstract. This paper considers the application of convolutional neural networks for automatic classification of modulation in wireless communication systems. The importance of the task of automatic recognition of modulation type is shown. Traditional methods of modulation recognition are considered, and the limitations of traditional methods are shown. The study examines the effectiveness of deep learning methods, in particular CNN, to recognize modulation types such as BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-QAM, 64-QAM and others. The proposed model is trained on synthetic datasets with different levels of signal-to-noise ratio (SNR). The architecture of the model is described. The results of verification of the accuracy of recognizing the type of modulation in conditions of low SNR are shown. The perspicuity of using artificial neural networks to solve the problem of recognizing the type of modulation is shown.

Keywords: convolutional neural networks, signal modulation recognition, BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-QAM, 64-QAM, verification of recognition accuracy

Введение

Модуляция сигнала является одним из самых важных процессов в современных беспроводных системах связи, обеспечивая корректную и эффективную передачу информации. От качества модуляции зависит не только надежность передачи данных, но и устойчивость канала связи к помехам [1, 2]. Важнейшую роль в таких системах играет автоматическое распознавание типа модуляции, которое не только способствует эффективному обнаружению сигнала, но и облегчает процесс его демодуляции. В последнее время с быстрым развитием технологий, растет сложности беспроводных систем связи [3, 4]. В связи с этим задачи классификации модуляции требуют применения более сложных и высокоточных методов, способных обеспечить надежность и точность распознавания.

С развитием цифровых технологий и увеличением разнообразия используемых модуляций, задача точного распознавания видов модуляции становится все более сложной и многоаспектной. В частности, с ростом числа устройств и интенсивностью трафика в беспроводных сетях, необходимо создавать системы, способные эффективно работать в реальном времени и на высоких скоростях. Одним из наиболее перспективных подходов к решению этой

проблемы является использование алгоритмов, основанных на искусственном интеллекте и нейронных сетях, которые могут обрабатывать большие объемы данных и извлекать скрытые закономерности, недоступные традиционным методам.

Подходы, используемые для решения задачи распознавания типа модуляции сигнала, можно разделить на две группы: традиционные методы и методы на основе применения искусственных нейронных сетей.

Традиционные методы распознавания вида модуляции

Автоматические методы распознавания цифровой модуляции можно классифицировать по типу признаков, используемых для анализа сигнала.

В работе [5] среди методов автоматического распознавания вида модуляции предлагается выделить следующие основные группы:

- 1) методы распознавания вида цифровой модуляции радиосигнала по форме сигнального созвездия;
- 2) методы распознавания вида модуляции по распределению разности мгновенных фаз;
- 3) методы распознавания видов цифровой модуляции радиосигналов по статистическим признакам;
- 4) пороговый метод распознавания видов цифровой модуляции радиосигналов с использованием кумулянтов высокого порядка;
- 5) нейросетевое распознавание видов модуляции радиосигналов с использованием кумулянтов высокого порядка.

Наиболее распространенный на сегодняшний день подход к распознаванию вида модуляции сигналов основан на построении сигнальных созвездий [5]. В данном методе ключевыми признаками являются мгновенная угловая фаза и её распределение. Однако эффективность данного подхода во многом определяется характеристиками приемника и качеством канала связи, что выражается в отношении сигнал/шум (ОСШ). Основной сложностью данного метода является восстановление сигнального созвездия, для чего зачастую применяются алгоритмы кластеризации. Эти алгоритмы позволяют распознавать фазовую и амплитудно-фазовую модуляцию (QAM) даже при низких значениях ОСШ (до 0 дБ). Основными ограничениями метода являются необходимость синхронизации по несущей частоте и предварительное знание максимального числа точек созвездия.

Методы, основанные на анализе распределения разности мгновенных фаз, не требуют синхронизации по несущей частоте, но чувствительны к уровню ОСШ. Различение сигналов PSK и FSK возможно при ОСШ выше 12 дБ, а PSK-2 и PSK-4 — при ОСШ свыше 8 дБ. В реальных условиях такие значения ОСШ не всегда достижимы, что ограничивает практическое применение данного метода [4].

Методы, использующие статистические признаки сигнала, основываются на анализе мгновенных значений амплитуды, фазы и частоты. Их работоспособность сохраняется при ОСШ выше 10 дБ, однако относительная расстройка приемника по несущей частоте может снижать информативность фазовых и частотных признаков. Кроме того, данный метод не позволяет эффективно распознавать квадратурно-амплитудную модуляцию [6].

Методы, использующие кумулянты высокого порядка, обеспечивают устойчивость к расстройке по несущей частоте [7]. Их основная идея заключается в анализе статистической связи между исходным и зеркально отображенным распределением мгновенной фазы сигнала. При ОСШ = 10 дБ и длине сигнала в 100 символов точность распознавания превышает 95 %, а при увеличении длины до 250 символов достигается практически полная корректность классификации.

Распознавание вида модуляции с применением искусственных нейронных сетей

Искусственные нейронные сети (ИНС) за последние годы получили широкое распространение в задачах обработки и классификации данных. Недавние исследования показали перспективность применения глубокого обучения для решения задач автоматического распознавания модуляции.

Нейросетевые методы распознавания видов модуляции отличаются друг от друга набором используемых признаков распознавания и параметрами ИНС (количеством слоев, видом функции активации и т. д.). В зависимости от используемого набора признаков обученная ИНС позволяет распознать определенный набор видов модуляции радиосигналов. Задачей исследователя в рассматриваемом случае является оптимизация структуры ИНС для наиболее эффективного распознавания (с требуемой вероятностью правильного решения) заданного набора видов цифровой модуляции сигналов [8].

На сегодняшний день, в задачах классификации изображений и обработки голосовых сигналов широко применяется сверточные нейронные сети (CNN). Также были предприняты успешные попытки применить этот метод в других областях, таких как обработка естественного языка и распознавание видео.

В работе [9] рассматривается задача классификации типов модуляции с использованием методов машинного обучения, исследуется возможность автоматического распознавания различных видов цифровой модуляции, таких как BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, BFSK, CPFSK и PAM4, с применением сверточных нейронных сетей (CNN).

При разработке алгоритма одним из важнейших этапов является разработка оптимальной архитектуры нейронной сети.

Архитектура сети, исследуемой в работе [9], приведена на рисунке 1.

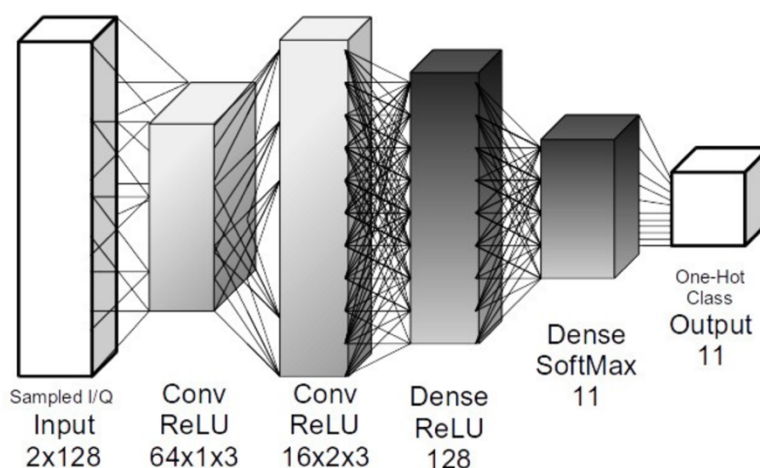


Рис. 1. Архитектура нейронной сети

Архитектура сети состоит из нескольких сверточных слоев, объединенных с слоями подвыборки (pooling layers) и полносвязными слоями. Входные данные представлены в виде двумерных спектрограмм, полученных из радиосигналов. Первая часть сети включает несколько сверточных слоев с ядрами различного размера, позволяющими выделять характерные признаки сигналов. После каждого сверточного слоя применяется функция активации ReLU и слой подвыборки для уменьшения размерности данных и повышения обобщающей способности модели. Далее следует несколько полносвязных слоев, выполняющих класси-

фикацию входных данных, с финальным softmax-выходом, определяющим вероятность принадлежности сигнала к определенному классу модуляции.

Обучение модели производилось на синтетически сгенерированных сигналах. Отмечается, что хотя использование синтетических наборов данных для обучения иногда не одобряется в машинном обучении, радиосвязь представляет собой особый случай. Используемые для обучения сигналы были также искусственно искажены путем моделирования влияния искажений в канале передачи информации, что позволило достигнуть более высокой достоверности обучающего набора данных.

Для обучения модели использовался синтетический датасет, включающий различные виды модуляции с разными уровнями отношения сигнал/шум (ОСШ). Данные были сгенерированы с учетом реальных условий передачи, включая аддитивный белый гауссов шум и многолучевые искажения. Обучающая выборка включала широкий диапазон значений ОСШ от -20 дБ до +18 дБ, что позволяло анализировать устойчивость модели к шуму.

Результаты экспериментов демонстрируют, что предложенная модель CNN значительно превосходит традиционные методы классификации, особенно при низком уровне сигнала (ОСШ < 0 дБ). Точность классификации достигает более 90% при умеренном уровне шума (ОСШ > 0 дБ) и остается на уровне 75-80% даже при сложных условиях передачи. В ходе анализа зависимости точности классификации от SNR, выявлено, что глубокие нейросети способны эффективно выделять информативные признаки из входных данных, обеспечивая устойчивость к шуму. Улучшение характеристик модели может быть достигнуто путем применения рекуррентных нейронных сетей (RNN) и гибридных архитектур для улучшения характеристик модели.

Выводы

Таким образом, использование сверточных нейронных сетей для классификации цифровой модуляции является перспективным направлением, способным повысить точность и надежность систем радиосвязи.

В данной работе рассмотрена задача автоматического распознавания типов модуляции с использованием методов глубокого обучения. Проведенный анализ показал, что традиционные методы классификации модуляции обладают рядом ограничений, особенно в условиях низкого отношения сигнал/шум. Применение сверточных нейронных сетей позволяет значительно повысить точность распознавания за счет автоматического выделения информативных признаков. Эксперименты продемонстрировали, что предложенная модель CNN способна сохранять высокую точность даже при сложных условиях передачи. В перспективе возможна дальнейшая оптимизация архитектуры нейросети, а также использование гибридных подходов, включающих рекуррентные нейронные сети (RNN) и трансформерные модели, для улучшения устойчивости и адаптивности системы классификации модуляции.

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. 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
3. 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.
4. 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.

5. Аджемов С.С. Методы распознавания видов цифровой модуляции сигналов в когнитивных радиосистемах / Аджемов С.С, Кленов Н.В., Терешонок М.В., Чиров Д.С. // Вестник Московского университета. Серия 3. Физика. Астрономия. 2015. №6. С. 19-27.

6. Степанов А. В., Матвеев С. А. Методы компьютерной обработки сигналов систем радиосвязи / Степанов А. В., Матвеев С. А. - М. : СОЛОН -Пресс, 2003.

7. Swami A., Sadler B. Hierarchical digital modulation classification using cumulants. // IEEE Trans. Commun., 48(3), 2000, P. 416-429

8. Аджемов, С.С. Распознавание видов цифровой модуляции радиосигналов с использованием нейронных сетей / С.С. Аджемов, М.В. Терешонок, Д.С. Чиров // Вестник Московского Университета. Серия 3. Физика. Астрономия. 2015. - № 1.

9. T. J. O'Shea and J. Corgan, "Convolutional radio modulation recognition networks," CoRR, vol. abs/1602.04105, 2016.

УДК 621.371.391.1; ГРНТИ 49.46.01

ПОДВОДНАЯ СВЯЗЬ ПО БЕСПРОВОДНОМУ ОПТИЧЕСКОМУ КАНАЛУ С ШИРОКОУГОЛЬНОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

Л.В. Аронов

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, LVArronov@yandex.ru

Аннотация. В статье рассмотрен вопрос организации подводного беспроводного оптического канала связи на, основе когерентного источника оптического излучения, с широкоугольной диаграммой направленности оптической передающей системы. В процессе работы было формализовано математическое описание исследуемого канала, позволяющее рассчитывать плотность потока мощности в точке приёма при различной ширине диаграммы направленности, аппроксимированной тригонометрической функцией. Проведено численное моделирование и сделаны выводы о целесообразности использования предложенного способа организации подводной беспроводной оптической связи.

Ключевые слова: подводный оптический канал передачи информации, оптическая связь, беспроводной оптический канал, подводная связь, оптические линии связи.

UNDERWATER COMMUNICATION THROUGH A WIRELESS OPTICAL CHANNEL WITH WIDE-ANGLE RADIATION PATTERN

L.V. Aronov

V. F. Utkin Ryazan State Radioengineering University,
Russian Federation, Ryazan, LVArronov@yandex.ru

The summary. The article considers the issue of organizing an underwater wireless optical communication channel based on a coherent source of optical radiation with a wide-angle directional diagram of the optical transmitting system. In the course of the work, a mathematical description of the channel under study was formalized, allowing one to calculate the power flux density at the receiving point with different widths of the directional diagram approximated by a trigonometric function. Numerical modeling was performed and conclusions were made about the feasibility of using the proposed method for organizing underwater wireless optical communication.

Keywords: underwater optical wireless communication channel, optical wireless communication, free space optic, underwater communication, optical communication line.

Введение

В системах FSO (Free-Space Optics) обычно используются оптические передающие системы с узкой диаграммой направленности, с расходимостью порядка 2-10 мрад (0,11°-0,57°) [1]. Это позволяет обеспечить высокую скорость передачи данных на расстояние свыше 100 м, минимизировав при этом мощность излучателя – полупроводникового лазера. Такие системы обеспечивают передачу потоков видеоданных стандартного качества в реальном масштабе времени, что даёт возможность использовать автономные необитаемые подводные

аппараты в интересах проведения видеомониторинга подводных инженерных коммуникаций, а также обеспечивает непрерывность управления [2, 3].

Общим недостатком использования систем на основе технологии FSO является необходимость точного наведения, составляющего менее половины ширины диаграммы направленности. Практическая реализация данных систем требует точной механики, сервоприводов, разработки алгоритмов поиска луча. При этом существует риск потери связи вследствие перекрытия посторонним объектом луча на трассе распространения между оптическим приёмником и оптическим передатчиком. Применительно к подводной среде данная проблема стоит особенно остро, вследствие наличия морской фауны [4].

Альтернативным способом является использование оптических передающих систем на основе когерентного источника оптического излучения с рассеивающими линзами или объективами, формирующими широкоугольную диаграмму направленности. Данный способ позволяет снизить требования к точности наведения оптической передающей системы, но с другой стороны приводит к уменьшению плотности потока мощности в секторе облучения, в результате чего снижается дальность и увеличивается вероятность битовой ошибки на приёмной стороне.

Целью работы является формализация математического описания и анализ подводного беспроводного оптического канала связи с широкоугольной диаграммой направленности, на основе когерентного источника оптического излучения – полупроводникового лазера.

Плотность потока мощности излучения в точке приёма

В случае использования оптических передатчиков с широкоугольными диаграммами направленности их математическое описание приобретает сходство с математическим описанием система связи с антеннами радиодиапазона. В зависимости от используемой линзы, ширина диаграммы направленности может варьироваться в широких пределах, стандартные величины угла рассеяния линз для светодиодов составляют 30°, 45°, 60°, 90° и 120°, при этом в качестве источника излучения используется полупроводниковый лазер, имеющий габариты, позволяющие использовать его с данными линзами. Плотность потока мощности (интенсивность излучения) в точке приёма, с учётом неравномерности излучения, определяется формулой [5]:

$$\Pi = P_{\text{прд}} \frac{1}{4\pi r^2} G_{\text{прд}}(\theta, \varphi), \quad (1)$$

где $P_{\text{прд}}$ – мощность оптического передатчика, Вт;

r – расстояние от источника излучения до точки наблюдения, м;

$G_{\text{прд}}(\theta, \varphi)$ – коэффициент усиления действия оптической передающей системы;

θ, φ – меридиональный и азимутальный углы, относительно оптической оси передающей системы.

При этом коэффициент усиления оптической передающей системы $G_{\text{прд}}(\theta, \varphi)$ можно представить в виде:

$$G_{\text{прд}}(\theta, \varphi) = F_{\text{прд}}(\theta, \varphi) \cdot G_{\text{прд}} \cdot \tau_{\text{прд}}, \quad (1)$$

где $F_{\text{прд}}(\theta, \varphi)$ – диаграмма направленности оптической излучающей системы;

$G_{\text{прд}}$ – коэффициент направленного действия оптической излучающей системы;

$\tau_{\text{прд}}$ – коэффициент пропускания (полезного действия) оптической излучающей системы.

Формула (1) применимая к антенным системам радиодиапазона не учитывает фактор, значимый для оптических систем, работающих по технологии FSO. а именно ослабление в

среде распространения. Так как речь идёт про морскую воду, то есть мутную среду с большим поглощением и рассеянием, необходимо добавить к формуле (1) множитель, учитывающий коэффициент ослабления. В таком случае формула (1) с учётом формулы (2) приобретёт вид:

$$\Pi = P_{\text{прд}} \frac{1}{4\pi r^2} F_{\text{прд}}(\theta, \varphi) \cdot G_{\text{прд}} \cdot \tau_{\text{прд}} \cdot 10^{\left(\frac{c(\lambda)r}{10}\right)}, \quad (3)$$

где $c(\lambda)$ – коэффициент ослабления, являющийся функцией длины волны λ и вычисляемый согласно процедуре расчёта, на основе однопараметрической модели, изложенной в источнике [6], при этом

$$c(\lambda) = \alpha(\lambda) + \beta(\lambda),$$

где $\alpha(\lambda)$ – коэффициент поглощения, дБ/м;

$\beta(\lambda)$ – коэффициент рассеяния, дБ/м.

Диаграмму направленности рассеивающей линзы можно аппроксимировать функцией $F_{\text{прд}}(\theta) = \cos(\theta)$, при этом следует учесть, что излучение линзы одностороннее, то есть диаграмма направленности шириной по уровню половины мощности $2\Delta\theta_{0,5} = 90^\circ$ имеет вид:

$$\begin{cases} F_{\text{прд}}(\theta) = \cos(\theta); & |\theta| \leq 90^\circ \\ F_{\text{прд}}(\theta) = 0; & |\theta| > 90^\circ \end{cases}.$$

В случае если ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности отлична от 90° , вводится поправочный множитель $k = \frac{90^\circ}{2\Delta\theta_{0,5}}$, а диаграмма направленности приобретает вид:

$$\begin{cases} F_{\text{прд}}(\theta) = \cos(k\theta); & |\theta| \leq 2\Delta\theta_{0,5} \\ F_{\text{прд}}(\theta) = 0; & |\theta| > 2\Delta\theta_{0,5} \end{cases}. \quad (4)$$

Диаграммы направленности, построенные по формуле (4), для рассеивающих линз с шириной луча по уровню половины мощности $2\Delta\theta_{0,5} = 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ$ показаны на рисунке 1.

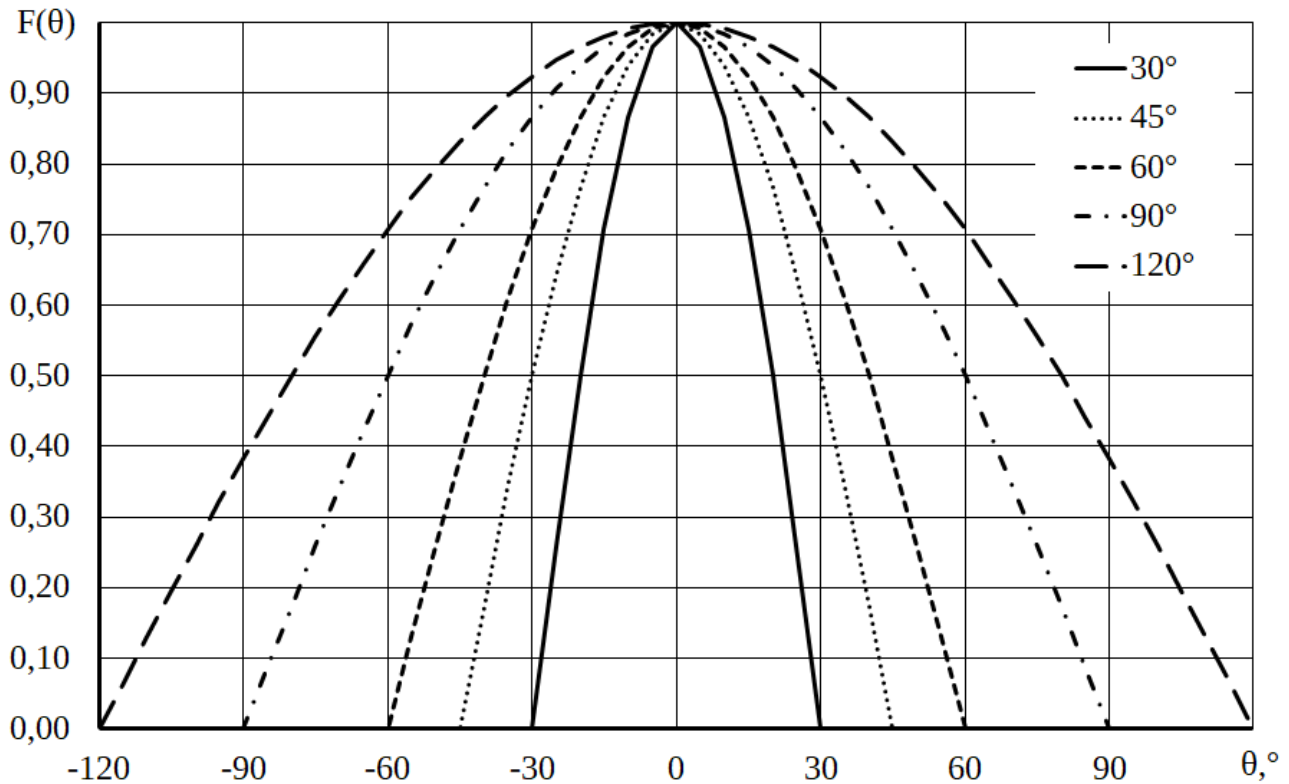


Рис. 1. Диаграммы направленности рассеивающих линз

При этом данный подход позволяет моделировать диаграмму направленности любой ширины в рамках аппроксимации (4) при расчёте поля рассеянного излучения оптической передающей системы подводного беспроводного канала связи.

Коэффициент направленного действия $G_{\text{ПРД}}$ осесимметричной диаграммы направленности рассчитывается по формуле [7]

$$G_{\text{ПРД}} = \frac{2}{\int_0^{\pi} F_{\text{ПРД}}^2(\theta) \sin \theta d\theta}. \quad (5)$$

С учётом кусочно-тригонометрического характера функции (4), пределы интегрирования в выражении (5) будут равны $[0 \dots 2\Delta\theta_{0,5}]$, следовательно выражение для коэффициента направленного действия приобретает вид:

$$G_{\text{ПРД}} = \frac{2}{\int_0^{2\Delta\theta_{0,5}} \cos^2(k\theta) \sin \theta d\theta}. \quad (6)$$

Полученное выражение (6) можно вычислить численно, например с использованием квадратурных формул Гаусса-Лежандра [8]:

$$G_{\text{ПРД}} = \frac{2}{\sum_{i=1}^N w_i \cos^2(k\theta_i) \sin \theta_i}, \quad (7)$$

где w_i – веса квадратур Гаусса-Лежандра рассчитанные на интервале $[0 \dots 2\Delta\theta_{0,5}]$;

θ_i – узлы квадратур Гаусса-Лежандра рассчитанные на интервале $[0 \dots 2\Delta\theta_{0,5}]$;

N – количество квадратурных коэффициентов.

Вычисленные значения коэффициента направленного действия $G_{\text{Прд}}$ для осесимметричной диаграммы направленности для рассеивающих линз передающей оптической системы с шириной луча по уровню половины мощности $2\Delta\theta_{0,5} = 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ$, аппроксимированной функцией (4) приведены в таблице 1.

Таблица 1. Коэффициент направленного действия рассеивающих линз передающей оптической системы

| $2\Delta\theta_{0,5},^\circ$ | 30 | 45 | 60 | 90 | 120 |
|------------------------------|------|------|------|----|-----|
| $G_{\text{Прд}}$ | 49,6 | 22,3 | 12,8 | 6 | 3,6 |

Зависимость коэффициента направленного действия $G_{\text{Прд}}$ от ширины луча по уровню половины мощности $2\Delta\theta_{0,5}$ показана на рисунке 2.

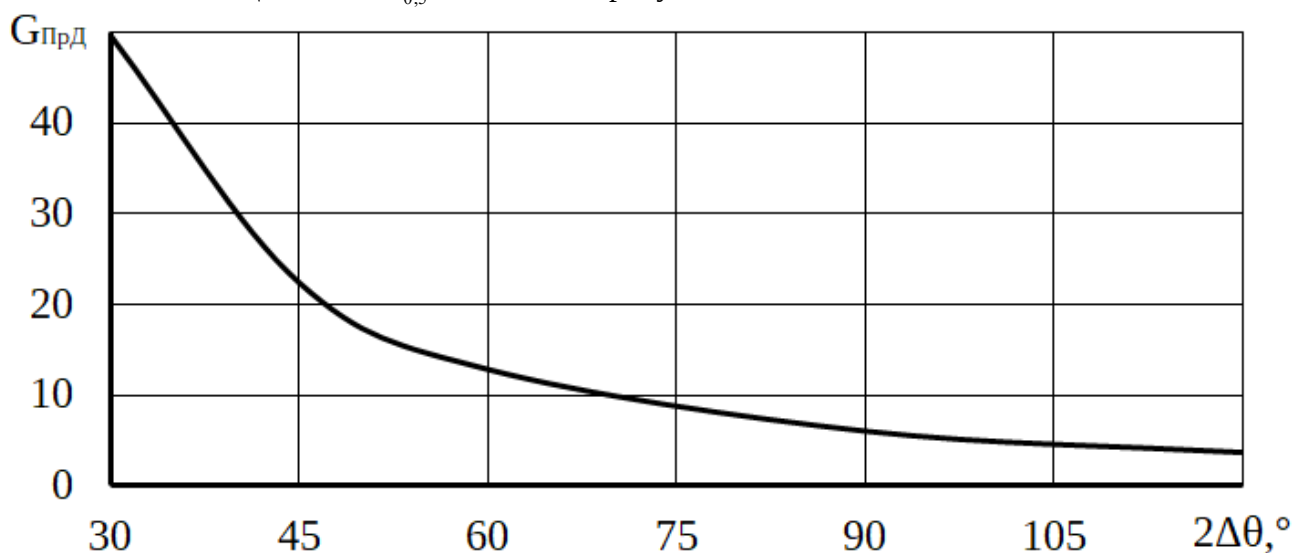


Рис. 2. Зависимость коэффициента направленного действия от ширины луча по уровню половины мощности

Полученные выражения позволяют рассчитать плотность потока мощности, как на оптической оси передатчика, так и в пределах пятна, создаваемого лучом в пределах телесного угла, равного $2\Delta\theta_{0,5}$.

Расчёт плотности потока мощности излучения в срезе луча рассеивающей линзы

Положим, ширина луча рассеивающей линзы передающей оптической системы по уровню половины мощности составляет $2\Delta\theta_{0,5} = 90^\circ$, что соответствует стандартному значению, а коэффициент направленного действия в этом случае, рассчитанный по формуле (7) равен $G_{\text{Прд}} = 6$. В качестве основы оптического передатчика выберем лазерный светодиод NDB4116 с несущей длиной волны 445 нм и мощностью излучения $P_{\text{Прд}} = 100 \text{ мВт}$. Коэффициент передачи оптической передающей системы примем равным $\tau_{\text{Прд}} = 0,9$.

При заданной ширине диаграммы направленности по уровню $2\Delta\theta_{0,5} = 90^\circ$ радиус луча в точке приёма равняется $R_{\text{л}} = L_m \cdot \text{tg}(\Delta\theta_{0,5}) = L_m \cdot \text{tg}(45^\circ) = L_m$, где L_m – расстояние от оптической передающей системы, отложенное вдоль оптической оси. Рассчитаем распределение плотности потока мощности при осесимметричной диаграмме направленности рассеивающей линзы передающей оптической системы, в зависимости от удаления оптической оси в пределах пятна формируемого на расстоянии $L_m = 10...50$ м (рисунок 3).

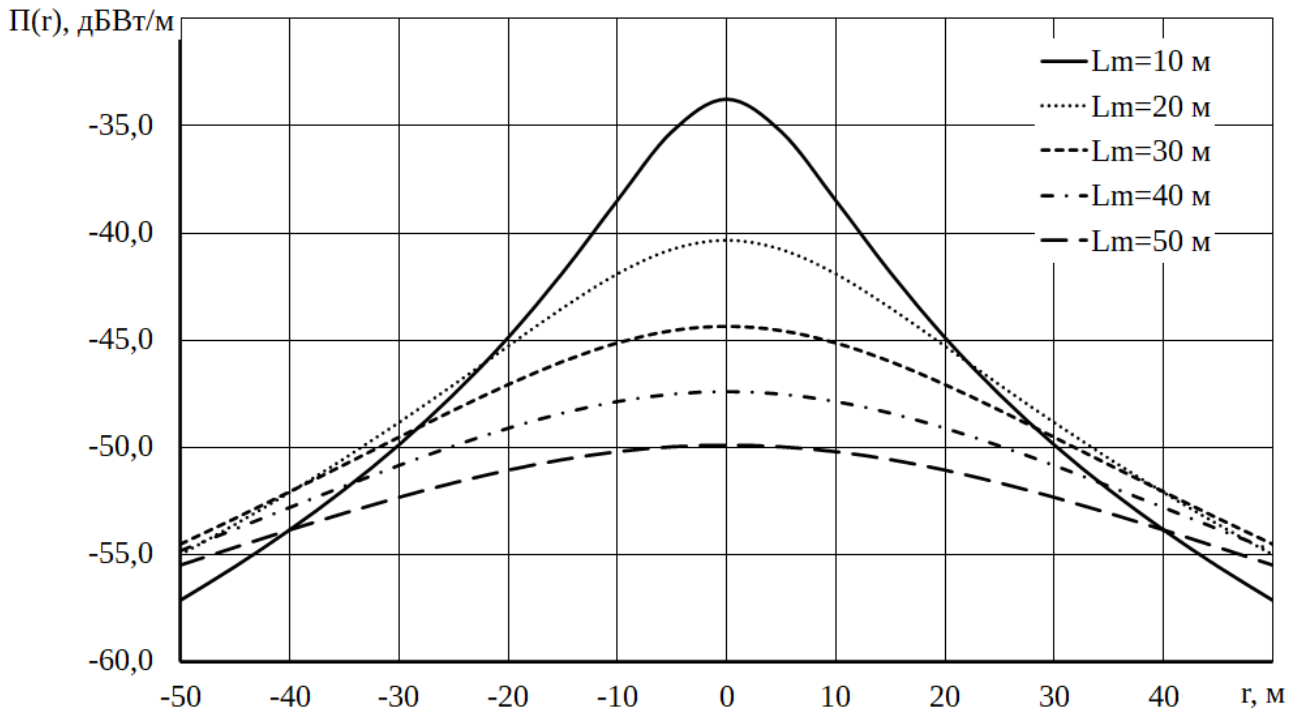


Рис. 3. Распределение плотности потока мощности в луче оптической передающей системы

Учитывая, что $R_{\text{л}} = L_m$, максимальный радиус сечения луча выберем равным 50 м. На графиках видно, что мощность снижается на 3 дБ быстрее, чем в теории, что связано с ослаблением оптического излучения в водной среде, обусловленной рассеянием и поглощением, а также увеличением пути прохождения излучения при смещении линии визирования от центра к краю сечения луча. Наибольшее изменение плотности потока мощности в зависимости от дальности наблюдается на оптической оси излучающей системы, уменьшаясь с увеличением дальности, например при увеличении расстояния с 10 до 20 м плотность потока мощности на оптической оси уменьшается на 6,6 дБ, а при увеличении расстояния с 40 до 50 м – на 2,5 дБ. На расстоянии 10 м от оптической оси разность плотности потока мощности составит 2,2 дБ и 1,6 дБ соответственно.

Кроме этого, на близком расстоянии плотность потока мощности спадает быстрее, что объясняется также увеличенной длиной пути и снижением интенсивности излучения по мере отдаления линии визирования от основного направления.

Заключение

Полученная математическая модель процесса распространения оптического сигнала через мутную среду – морскую воду, при использовании рассеивающих линз или оптических систем с широкоугольной диаграммой направленности позволяет рассчитывать подводные

беспроводные оптические каналы связи со сниженными требованиями к точности наведения приёмника на передатчик.

Библиографический список

1. 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
2. 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
3. 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.
4. 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.
5. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр. : пер. с англ. – М. Издательский дом «Вильямс», 2003. – С. 1104
6. Аронов Л.В. Процедура расчета энергетического бюджета подводного открытого оптического канала передачи информации [Текст] / Л. В. Аронов // Новые информационные технологии в научных исследованиях материалы XXII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. Рязанский государственный радиотехнический университет. 2017. – с. 84-86.
7. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн: учебник для вузов / Г.А. Ерохин [и др.]; под ред. Г.А. Ерохина. — М.: Горячая линия-Телеком, 2004. — 491 с.
8. Orfanidis S. J. Electromagnetic Waves and Antennas [Электронный учебник] / S. J. Orfanidis . – Rutgers University, 2004 . – 798 p.

УДК 004.72; ГРНТИ 49.33.35

КОМПЛЕКСНЫЙ МОНИТОРИНГ СЕТЕВОГО ТРАФИКА НА ОСНОВЕ ИНТЕГРАЦИИ ПРОТОКОЛА sFLOW И СИСТЕМЫ ZABBIX

М.В. Илюшин, А.Р. Ситкин

*МИРЭА - Российский технологический университет,
Российская Федерация, Москва, mike.ilushin@mail.ru*

Аннотация. В работе представлен вариант реализации системы мониторинга сетевого трафика в корпоративной компьютерной сети, позволяющий не только собирать и анализировать данные, но и своевременно реагировать на возникающие инциденты.

Ключевые слова: компьютерная сеть, трафик, мониторинг, sFlow, Zabbix.

COMPREHENSIVE MONITORING OF NETWORK TRAFFIC BASED ON INTEGRATION OF SFLOW PROTOCOL AND ZABBIX SYSTEM

M.V. Ilyushin, A.R. Sitkin

*MIREA - Russian University of Technology,
Russian Federation, Moscow, mike.ilushin@mail.ru*

The summary. The paper presents a variant of the implementation of a network traffic monitoring system in a corporate computer network, which allows not only to collect and analyze data, but also respond to incidents in a timely manner.

Keywords: computer network, traffic, monitoring, sFlow, Zabbix.

Современный мир информационных технологий непрерывно развивается, и с этим увеличивается зависимость различных хозяйственных отраслей государства и повседневной жизни людей от стабильного и эффективного функционирования сетевых систем, их обеспечения. Это делает актуальной задачу комплексного мониторинга сетевого трафика, позволяющего повысить надежность и безопасность информационных систем. Ключевую 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). Классификация методов мониторинга по другим критериям представлена на рисунке 1.

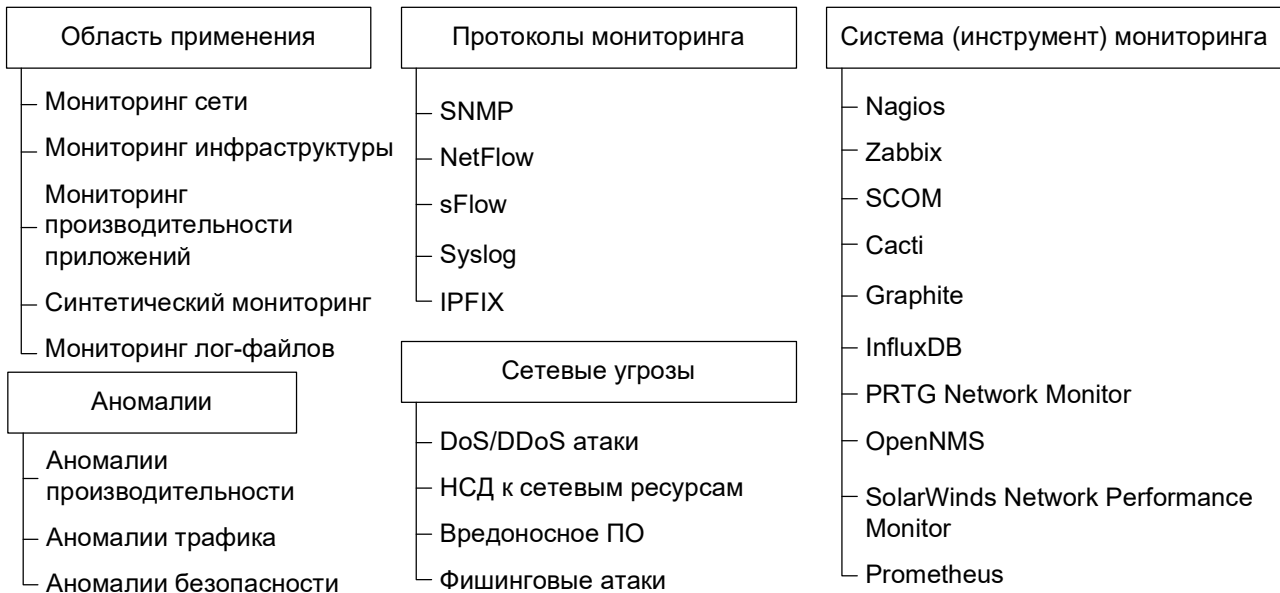


Рис. 1. Классификация методов мониторинга

Для эффективного мониторинга сетевого трафика и состояния IT-инфраструктуры важнейшей задачей является выбор оптимальной в смысле определенного критерия системы (платформы, программного решения) мониторинга, позволяющей собирать, визуализировать, анализировать (в некоторых случаях прогнозировать) данные о состоянии сети, выявлять проблемы и оптимизировать работу наблюдаемого объекта.

Анализ результатов исследований [1–3] показал перспективность интеграции протокола sFlow с системой Zabbix. Последняя обеспечивает выполнение основных функций сетевого мониторинга в реальном времени [4].

Система Zabbix как правило, включает сервер, веб-интерфейс и базу данных. Zabbix сервер – это центральный компонент системы мониторинга, который отвечает за сбор, хранение и анализ данных. Он управляет конфигурацией, обработкой событий, отправкой уведомлений и генерацией отчетов.

Веб-интерфейс Zabbix – это веб-приложение, предоставляющее графический пользовательский интерфейс для управления конфигурацией системы мониторинга, визуализации данных и выполнения мониторинга в реальном времени.

База данных Zabbix – это хранилище данных, где сохраняются все конфигурации, собранные метрики и исторические данные. Она играет ключевую роль в обеспечении длительного хранения и быстрого доступа к данным для анализа и формирования отчетности.

Взаимодействие между sFlow и Zabbix происходит следующим образом (рис. 2). Коммутаторы с настроенным sFlow собирают данные, которые затем обрабатываются и хранятся в базе данных. Внешний скрипт передает эти данные на Zabbix Server, где они анализируются и визуализируются через веб-интерфейс Zabbix.

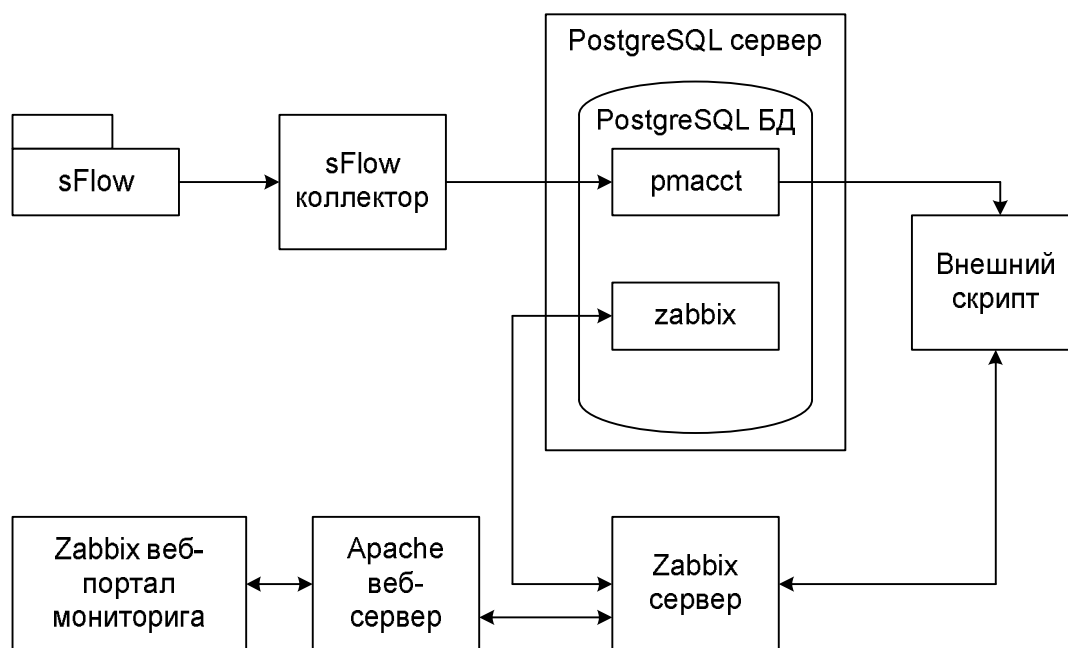


Рис. 2. Схема взаимодействия Zabbix и коллектора sFlow

Важной частью системы мониторинга является настройка триггеров в Zabbix, которые автоматически срабатывают при обнаружении аномалий или проблем в сети. Например, триггеры могут оповещать о превышении пороговых значений трафика, увеличении задержек или потере пакетов. Эти оповещения позволяют оперативно реагировать на инциденты и минимизировать их влияние на работу сети. Собранные данные используются для анализа производительности сети и выявления "узких мест". На основе этого анализа можно принимать решения по оптимизации конфигурации сети и улучшению её производительности.

В корпоративной сети присутствует большое количество устройств, поэтому для создания необходимых метрик мониторинга с применением sFlow целесообразно использовать правила обнаружения в Zabbix, которые позволяют автоматически находить и создавать элементы данных для мониторинга сетевых устройств. Это особенно актуально в динамических сетевых средах, где количество и конфигурация устройств могут часто меняться.

При мониторинге сети с использованием sFlow в Zabbix можно отслеживать различные показатели, например, трафик пакетов и объем данных. Для эффективного мониторинга важно не только собирать и анализировать данные, но и своевременно реагировать на возникающие инциденты. Эту задачу в Zabbix решают триггеры, автоматически отслеживающие метрики и генерирующие оповещения при превышении установленных пороговых значений.

При проведении мониторинга корпоративной компьютерной сети предприятия для выявления сетевых аномалий были установлены триггеры на полученные и отправленные пакеты. Указанные триггеры способствуют автоматизации процесса мониторинга, позволяя своевременно обнаруживать и реагировать на нестандартные ситуации в сети, такие как перегрузки, атаки и неисправности оборудования. После срабатывания определенного триггера администратор получит оповещение на панели мониторинга (рис. 3).

Состояние Инфо Узел сети Проблема

ПРОБЛЕМА Astra Аномалия в трафике: Количество полученных пакетов от IP-адреса 10.110.64.14 превышает порог

Рис. 3. Скриншот панели мониторинга после оповещения

График с зафиксированной аномальной активностью изображён на рисунке 4.

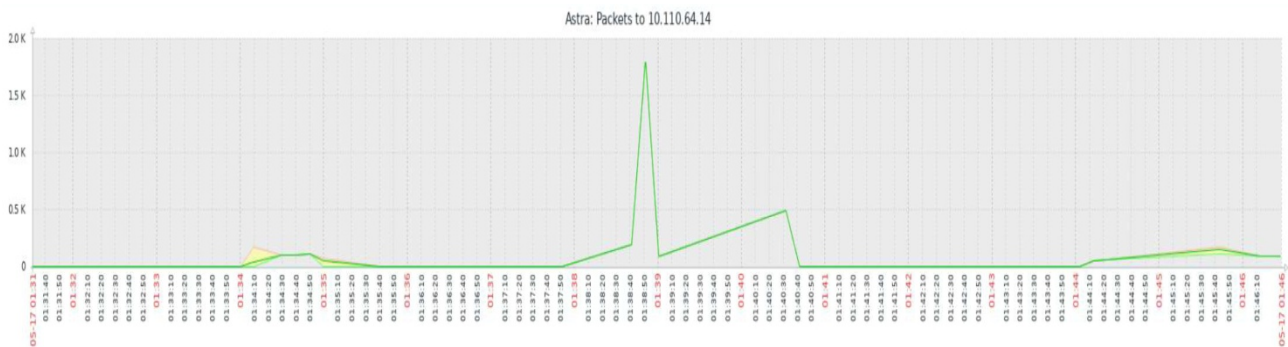


Рис. 4. Скриншот панели мониторинга с зафиксированной аномальной активностью

На графике (рис. 4) показано количество пакетов, полученных IP-адресом 10.110.64.14 за некоторый период времени. В течение большей части времени наблюдается низкое и стабильное количество получаемых пакетов. В определенные моменты времени происходит резкий всплеск, достигающий десятки тысяч пакетов, что значительно выше среднего значения принятых пакетов. Резкий рост количества пакетов может указывать на аномальную сетевую активность, такие как DDoS-атака или временная перегрузка.

Если резкий рост количества пакетов интерпретируется как DDoS-атака или перегрузка необходимо предпринять меры для защиты сети и обеспечения стабильности её функционирования. Важно запустить анализ сетевого трафика для выявления источников аномальной активности. Одним из эффективных шагов является временное ограничение пропускной способности или блокировка трафика от подозрительных IP-адресов. Дополнительно следует обновить правила брандмауэра для фильтрации вредоносного трафика и предотвращения дальнейших атак. Создание тикета в системе управления инцидентами поможет документировать проблему и координировать действия по её устранению. Усиление мониторинга сети, включающее более частый анализ трафика, позволит заранее выявлять и реагировать на подобные аномалии в будущем. Эти меры комплексно защитят сеть от перегрузок и DDoS-атак, поддерживая её устойчивость и безопасность.

Таким образом, система мониторинга, основанная на sFlow и Zabbix, эффективно выявляет сетевые аномалии. Протокол sFlow позволяет собирать данные о сетевом трафике в реальном времени, предоставляя информацию о каждом пакете. Zabbix обрабатывает эти данные и использует триггеры для обнаружения резких всплесков или падений трафика, которые могут свидетельствовать о DDoS-атаках, перегрузках или других проблемах. Благодаря автоматическим уведомлениям и анализу сетевого трафика администраторы могут оперативно реагировать на аномалии, ограничивать подозрительный трафик и обновлять правила брандмауэра. Это позволит поддерживать стабильность и безопасность сети, минимизируя простои и предотвращая сбои. Регулярное усиление мониторинга и настройка триггеров способствуют раннему обнаружению и устранению потенциальных угроз, обеспечивая высокую производительность сети.

Использование sFlow и Zabbix в сочетании обеспечивает мощный инструмент для наблюдения за сетью, позволяя не только выявлять, но и проактивно предотвращать проблемы. Это способствует более надежной и устойчивой работе всей IT-инфраструктуры.

Библиографический список

1. Лазарева Н.Б. Оптимальный выбор системы мониторинга для различных типов ИТ-инфраструктур / Инженерный вестник Дона, №4 (2022). <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n4y2022/7599>.

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>.

УДК 654; ГРНТИ 49.03

ОПТИМИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССАМИ УСТОЙЧИВОГО РАЗВИТИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ КОМПАНИЯХ: ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Д.С. Окрачков, А.В. Крошилин

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, olivergibert@mail.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются возможности оптимизации управления процессами устойчивого развития в телекоммуникационном секторе за счет использования собственных технологий. Проанализирована необходимость разработки комплексной стратегии устойчивого развития, включающей SMART-цели, интегрированные во все аспекты бизнеса, с учетом специфики отрасли и обеспечением прозрачности. Рассмотрены практические примеры применения телекоммуникационных технологий для мониторинга и управления энергопотреблением (Smart Grids, оптимизация ЦОД), управления электронными отходами (RFID, РОП), оптимизации цепочек поставок (блокчейн, IoT). Продемонстрирован потенциал телеком-технологий для достижения целей устойчивого развития и повышения конкурентоспособности компаний.

Ключевые слова: устойчивое развитие, телекоммуникации, виртуализация, облачные технологии, мониторинг, оптимизация, цифровизация.

OPTIMIZATION OF MANAGEMENT OF SUSTAINABLE DEVELOPMENT PROCESSES IN TELECOMMUNICATION COMPANIES: THE USE OF TELECOMMUNICATION TECHNOLOGIES

D.S. Okrachkov, A.V. Kroshilin

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

Annotation. The paper considers the possibilities of optimizing the management of sustainable development processes in the telecommunications sector through the use of proprietary technologies. The necessity of developing a comprehensive strategy for sustainable development, including SMART goals integrated into all aspects of business, taking into account the specifics of the industry and ensuring transparency, is analyzed. Practical examples of the use of telecommunication technologies for monitoring and managing energy consumption (Smart Grids, data center optimization), electronic waste management (RFID, EPR), supply chain optimization (blockchain, IoT) are considered. The potential of telecom technologies to achieve the goals of sustainable development and increase the competitiveness of companies is demonstrated.

Keywords: sustainable development, telecommunications, virtualization, cloud technologies, monitoring, optimization, digitalization.

Телекоммуникационный сектор, будучи двигателем цифровой трансформации, одновременно сталкивается с растущим давлением на обеспечение устойчивого развития. Высокое энергопотребление, генерация электронных отходов, воздействие на окружающую среду и социальная ответственность – все это требует комплексного подхода к управлению процессами устойчивого развития (УР). Уникальная особенность телеком-отрасли заключается в том, что сами телекоммуникационные технологии могут стать мощным инструментом для оптимизации этих процессов, в том числе при применении и развитии предметно-ориентированных информационных систем [1, 2]. Данная статья исследует, как телекомму-

никационные компании могут эффективно использовать свои собственные технологии для достижения целей устойчивого развития [3, 4].

Стратегический подход к устойчивому развитию в телеком-компаниях

Успешная оптимизация управления процессами УР начинается с разработки четкой и всеобъемлющей стратегии. Эта стратегия должна:

Определять конкретные, измеримые, достижимые, релевантные и ограниченные по времени цели (SMART-цели). Например, снижение выбросов CO₂ на 20% к 2030 году, сокращение электронных отходов на 15% к 2025 году, достижение 100% использования возобновляемых источников энергии к 2040 году. Цели должны быть согласованы с глобальными целями ООН в области устойчивого развития (ЦУР) [5].

Интеграция принципов устойчивого развития (УР) в телекоммуникационных компаниях требует комплексного подхода, охватывающего все аспекты бизнеса. Это не просто выполнение нормативных требований, а стратегическое преобразование деятельности, направленное на долгосрочный успех и социальную ответственность.

Ключевые элементы стратегии УР в телекоммуникациях

Интеграция в бизнес-процессы. Принципы УР должны быть интегрированы не только в операционную деятельность (энергоэффективность, управление отходами), но и во все другие сферы:

Цепочки поставок. Выбор ответственных поставщиков, отслеживание происхождения материалов, прозрачность и отслеживаемость всей цепочки поставок с учетом экологических и социальных аспектов. Это может включать использование блокчейн-технологий для повышения прозрачности.

Управление персоналом. Программа корпоративной социальной ответственности (КСО), включающая меры по созданию инклюзивной рабочей среды, программы обучения и развития, поддержка баланса работы и личной жизни сотрудников.

Маркетинг и коммуникации. Прозрачная и ответственная коммуникация с клиентами о мерах по устойчивому развитию, продвижение экологически чистых продуктов и услуг.

Стратегическое планирование. Учет принципов УР при разработке долгосрочных стратегий компании, включая инвестиции в энергоэффективность, развитие цифровых технологий для сокращения углеродного следа и повышения эффективности ресурсопотребления.

Учет специфики отрасли. Стратегия должна учитывать уникальные вызовы телекоммуникационного сектора.

Высокие энергозатраты. Оптимизация энергопотребления в центрах обработки данных (ЦОД), на базовых станциях и в сети в целом, внедрение энергоэффективных технологий и возобновляемых источников энергии. Это может включать применение Smart Grids и искусственного интеллекта для управления энергопотреблением в реальном времени [5].

Значительный объем электронных отходов. Внедрение программ управления жизненным циклом оборудования, включая переработку и утилизацию, использование RFID-меток для отслеживания оборудования, сотрудничество с организациями по переработке электронных отходов, применение планов расширенной ответственности производителя (РОП).

Влияние инфраструктуры на окружающую среду. Снижение экологического воздействия при строительстве и эксплуатации телекоммуникационной инфраструктуры, использование экологически чистых материалов, минимизация загрязнения почвы и воды.

Прозрачность и подотчетность. Регулярная публикация отчетов о прогрессе в достижении целей УР с использованием надежных и проверенных методик оценки. Открытость

и прозрачность деятельности компании в отношении ESG-факторов являются критически важными для повышения доверия со стороны инвесторов и общественности.

Мониторинг и управление рисками. Систематическая идентификация и оценка потенциальных рисков, связанных с изменением климата, социальными и экологическими проблемами. Разработка планов действий по предотвращению и смягчению рисков.

Успешная реализация стратегии УР требует активного участия. Использование телекоммуникационных технологий для оптимизации УР [6, 7] включает в себя ряд пунктов.

Телекоммуникационные компании обладают уникальным арсеналом технологий, которые могут быть эффективно использованы для оптимизации процессов УР. Рассмотрим их.

1. Мониторинг и управление энергопотреблением

Интеллектуальные сети (Smart Grids). Smart Grids используют сеть датчиков и сенсоров, размещенных на различных элементах инфраструктуры (базовые станции, ЦОД, линии связи), для сбора данных об энергопотреблении в режиме реального времени. Эти данные передаются на централизованную платформу, где обрабатываются с помощью алгоритмов анализа больших данных. Система позволяет выявлять неэффективные участки сети, прогнозировать пиковые нагрузки, оптимизировать работу оборудования и распределять энергию более эффективно, сводя к минимуму потери и снижая общее энергопотребление.

Управление энергией в центрах обработки данных (ЦОД). В ЦОД энергопотребление является критическим фактором. Телекоммуникационные технологии позволяют автоматизировать управление климатом (температура, влажность), оптимизировать работу серверов (например, путем динамического распределения ресурсов и выключения неиспользуемого оборудования) и других компонентов инфраструктуры. Системы мониторинга в реальном времени дают возможность оперативно реагировать на изменения и предотвращать перерасход энергии. Виртуализация и консолидация серверов также играют ключевую роль, позволяя использовать ресурсы более эффективно и снизить потребность в физическом оборудовании.

Виртуализация и облачные технологии. Перенос вычислительных мощностей в облако позволяет оптимизировать использование ресурсов ЦОД на уровне всей компании. Динамическое распределение ресурсов в зависимости от текущей нагрузки обеспечивает высокую эффективность использования оборудования и снижает энергопотребление. Централизованное управление облачной инфраструктурой упрощает мониторинг и оптимизацию энергопотребления.

2. Управление электронными отходами

Системы отслеживания и управления жизненным циклом оборудования. Использование RFID-меток и штрих-кодов позволяет отслеживать местоположение и состояние оборудования на всех этапах его жизненного цикла – от производства до утилизации. Эта информация используется для оптимизации процессов сбора, сортировки и переработки электронных отходов, а также для повышения эффективности повторного использования компонентов.

Планы расширенной ответственности производителя (РОП). Телекоммуникационные технологии позволяют компаниям эффективно управлять своими обязательствами по РОП. Системы мониторинга и отчетности, использующие данные из различных источников (базы данных, системы отслеживания, документооборот), обеспечивают прозрачность и подотчетность в отношении сбора, переработки и утилизации электронных отходов.

3. Оптимизация цепочек поставок

Блокчейн-технологии. Блокчейн обеспечивает прозрачность и отслеживаемость цепочек поставок, позволяя отслеживать происхождение материалов, проверять соответствие экологическим и социальным стандартам на всех этапах. Это позволяет снизить риски, связанные с использованием несертифицированных материалов или нарушением этических норм.

Интернет вещей (IoT). IoT-сенсоры, установленные на транспортных средствах и в складских помещениях, позволяют отслеживать условия транспортировки и хранения оборудования в реальном времени. Это помогает оптимизировать логистические процессы, минимизировать потери и повреждения, и снизить углеродный след за счет оптимизации маршрутов и сокращения пробега транспорта.

4. Социальная ответственность

Цифровое включение. Телекоммуникационные компании могут использовать свои технологии для расширения доступа к интернету и цифровым услугам для удаленных и малообеспеченных сообществ. Это способствует сокращению цифрового разрыва и повышению уровня жизни.

Управление репутацией. Мониторинг социальных сетей и других онлайн-плат форм позволяет отслеживать общественное мнение о деятельности компании в контексте УР. Это помогает выявлять потенциальные проблемы и своевременно реагировать на них, поддерживая положительную репутацию.

5. Мониторинг окружающей среды

IoT-сенсоры. Размещение IoT-сенсоров в районах размещения инфраструктуры позволяет проводить мониторинг качества воздуха, воды и почвы. Данные, полученные с сенсоров, используются для оценки экологического воздействия деятельности компании и принятия мер по его снижению.

Анализ больших данных. Анализ больших данных, собранных из различных источников (сенсоры, спутниковые данные, метеорологические данные), позволяет идентифицировать и прогнозировать потенциальные экологические риски, чтобы своевременно принимать меры по их предотвращению.

Оптимизация управления процессами устойчивого развития в телекоммуникационных компаниях является сложной, но необходимой задачей. Использование собственных телекоммуникационных технологий позволяет не только снизить негативное воздействие на окружающую среду и общество, но и повысить эффективность бизнеса, укрепить репутацию и добиться конкурентных преимуществ. Успешная реализация стратегии УР требует интегрированного подхода, четкого планирования, инвестиций в инновационные технологии и активного сотрудничества с заинтересованными сторонами. Дальнейшие исследования должны сосредоточиться на разработке новых технологий и методик, способствующих дальнейшему улучшению показателей УР в телекоммуникационном секторе. Внедрение передовых практик, обмен опытом и межотраслевое сотрудничество будут играть ключевую роль в достижении глобальных целей устойчивого развития.

Библиографический список

1. Крошилин А.В. Предметно-ориентированные информационные системы: учебное пособие / А.В. Крошилин, С.В. Крошилина, Г.В. Овечкин. — Москва: КУРС, 2023. — 176 с. — (Естественные науки).
2. Перепелкин Д.А., Попова А.А., Крошилин А.В., Крошилина С.В. Компьютерное моделирование процессов поддержки принятия решений врача-стоматолога на основе семантических сетей // Вестник РГРТУ. №89 - Рязань: РГРТУ, 2024. – 155 с. (127-140) DOI: 10.21667/1995-4565-2024-89-127-140
3. Петров, И. Телекоммуникации и устойчивое развитие: вызовы и возможности. Журнал "Телекоммуникации и общество", 2022, т. 15, № 1, с. 23-34.
4. Крошилина С.В., Крошилин А.В. Применение нечетко-множественного подхода для построения нечетких экспертных систем // Вестник РГРТУ – Рязань: РГРТУ, 2007, выпуск 22 - С.127 (69-73).
5. Клименко, А. Инновационные технологии в управлении устойчивым развитием. Журнал "Устойчивое развитие", 2020, т. 12, № 3, с. 45-58.
6. Крошилин А.В. Использование нечеткой кластеризации для оптимизации информационных данных в медицинском технологическом процессе // Вестник РГРТУ. №2 (выпуск 52) - Рязань: РГРТУ, 2015. – 200 с. (144-149)
7. Тимофеев, С. Большие данные и устойчивое развитие: как технологии меняют подходы к управлению. Журнал "Информационные технологии и устойчивое развитие", 2021, т. 5, № 4, с. 12-20.
УДК 654; ГРНТИ 49.03

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|--|----|
| ИНФОРМАЦИЯ О VIII МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2025» | 3 |
| МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА» | 6 |
| Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ» | 6 |
| Потапов А.А. Вихревые электромагнитные волны с орбитальным угловым моментом и оптические скирмионы в контексте авторской парадигмы «многопрофильное радио»..... | 6 |
| Лапин В.О., Мещеряков В.А. Среда визуализации и управления модернизированным датчиком Ярковского..... | 31 |
| Аппоротов А.А., Шипило Е.М. Разработка усилительных каскадов для твердотельного усилителя С-диапазона..... | 34 |
| Орехво Д.О. Доплеровская фильтрация сигналов с весовой обработкой в частотной области..... | 38 |
| Протасов В.И., Поисов Д.А. Состояние и перспективы развития приёмо-передающего тракта радиолокационных систем..... | 42 |
| Тон Куок Фонг, Штрунова Е.С. Исследование эффективности алгоритмов определения направления прихода радиоизлучения на основе оценки собственных векторов шумового подпространства..... | 48 |
| Жуков А.А., Седов Н.С. Программно-аппаратный комплекс для измерения выходных и передаточных характеристик МОП-транзисторов с индуцированным каналом..... | 53 |
| Храмов К.К., Макаров В.П., Костров В.В. Методы и алгоритмы снижения помех неоднозначности в космических РСА..... | 59 |
| Калинкин В.И., Штрунова Е.С. Формирование меандровых псевдослучайных последовательностей для фазоманипулированного сигнала на поднесущих на программируемой логической интегральной схеме..... | 65 |
| Самойлов С.А., Рапохина Л.И. Аппаратно-программный комплекс разработчика систем связи с модуляцией по технологии LORA..... | 69 |
| Ларионов А.И. Отличительные особенности функционирования радиолокационных систем..... | 73 |
| Косс В.П., Мамаев Ю.Н. Использование системы дистанционного обучения Moodle при изучении дисциплины «Основы теории цепей» | 77 |
| Жирков Е.А. Метод автоматической фокусировки камеры высокого разрешения в системах технического зрения с несколькими каналами оптического наблюдения..... | 80 |
| Жилинский М.Д., Андреев В.Г. Упрощенный алгоритм адаптации обесляющего фильтра на основе метода однорангового обновления..... | 86 |
| Кошелев В.И., Рамазанова В.А. Программное обеспечение для анализа обработки радиолокационных сигналов на фоне отражений от земной поверхности..... | 91 |

| | |
|--|-----|
| Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА» | 98 |
| Ким Р.В. Исследование контроллера бесщеточного электродвигателя»..... | 98 |
| Паршин А.Ю., Нгуен В.Х. Оценка пропускной способности mmo системы связи при моделировании рассеивателей по распределению фон Мизеса-Фишера..... | 106 |
| Паршин Ю.Н., Фам В.Д. Анализ пропускной способности MIMO системы при действии пространственно коррелированных многолучевых помех..... | 112 |
| Чернов В.С. Сравнительный анализ методов калибровки антенной решетки..... | 118 |
| Крюков А.Н. Стабилизатор для импульсного блока питания..... | 123 |
| Зорин С.Ю. Визуализация результатов импедансной спектрометрии биологических объектов..... | 125 |
| Горбачев Д.И., Паршин А.Ю. Моделирование распространения сигнала в MIMO системах связи..... | 130 |
| Титов А.А. Эффективность MIMO модема передачи навигационных поправок с укороченной антенной..... | 135 |
| Буй К.В. Влияние разрядности цифровых систем на качество подавления комплекса помех..... | 140 |
| Паршин Ю.Н., Шашин Н.А. Анализ влияния поляризационных характеристик сигнала на коэффициент подавления помехи..... | 145 |
| Сердюков Е.А. Разработка макета приёмного и передающего устройств с оптическим каналом связи..... | 153 |
| Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА» | 159 |
| Шестакова Т.В., Сорокин Г.Ф. Защита от помех множественного доступа в многоканальных системах передачи данных..... | 159 |
| Ямашкин И.А. Применение адаптивного модулятора в системе передачи телеметрической информации..... | 167 |
| Дмитриев В.Т., Ву Хоанг Шон Система обработки и передачи информации на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева при повторном разложении..... | 171 |
| Самойлов В.С. Значение адаптации в области медицинской радиосвязи..... | 176 |
| Сафарова К.А. Реализация спутникового интернета. Разнесённый приём в РРЛ..... | 179 |
| Тетюхин В.И., Лисничук А.А. Многокритериальная оптимизация для адаптации диаграммы направленности фазированной антенной решетки к помеховой обстановке..... | 183 |
| Дмитриев В.Т., Черентаева Е.С., Черентаев М.А. Практическое сравнение нейросетевых моделей при решении задачи детектирования объектов на изображениях, поступающих с БПЛА..... | 188 |
| Дмитриев В.Т., Черентаева Е.С., Черентаев М.А. Моделирование системы обработки изображений на основе представления Хургина-Яковлева..... | 192 |
| Попов С.А. Особенности разработки приложений с дополненной реальностью для технической полиграфии..... | 198 |

| | |
|--|-----|
| Дмитриев В.Т., Лебедев К.Э. Разработка адаптивного первичного кодека для систем спутниковой связи..... | 201 |
| Селин Н.О. Имитационное моделирование OFDM-радиосистемы при действии гармонической и узкополосной помех..... | 206 |
| Соляник В.А., Мирошниченко А.Ю., Акафьева Н.А. Исследование влияния геометрических параметров емкостной нагрузки и стержней, расположенных по периметру резонатора, на электродинамические характеристики многоканального многоззорного клистронного резонатора..... | 214 |
| Бунин М.С. Высококачественный речевой и аудиокодек..... | 219 |
| Меньшиков Д.М. Оценка различных реализаций кодека AAC для аудиомобильного устройства на базе архитектуры ARM..... | 224 |
| Мещанинов П.С. Изучение влияния структурной помехи на РСПИ..... | 232 |
| Алексенко С.О. Применение искусственных нейронных сетей в задачах определения вида модуляции сигнала..... | 237 |
| Аронов Л.В. Подводная связь по беспроводному оптическому каналу с широкоугольной диаграммой направленности..... | 241 |
| Илюшин М.В., Ситкин А.Р. Комплексный мониторинг сетевого трафика на основе интеграции протокола SFLOW и системы ZABBIX..... | 247 |
| Окрасков Д.С., Крошилин А.В. Оптимизация управления процессами устойчивого развития в телекоммуникационных компаниях: использование телекоммуникационных технологий..... | 251 |

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

Научное издание

В 10 томах

Том 1

Под общей редакцией О.В. Миловзорова.

Подписано в печать 15.06.25. 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 978-5-7722-0423-8



9 785772 204238 >