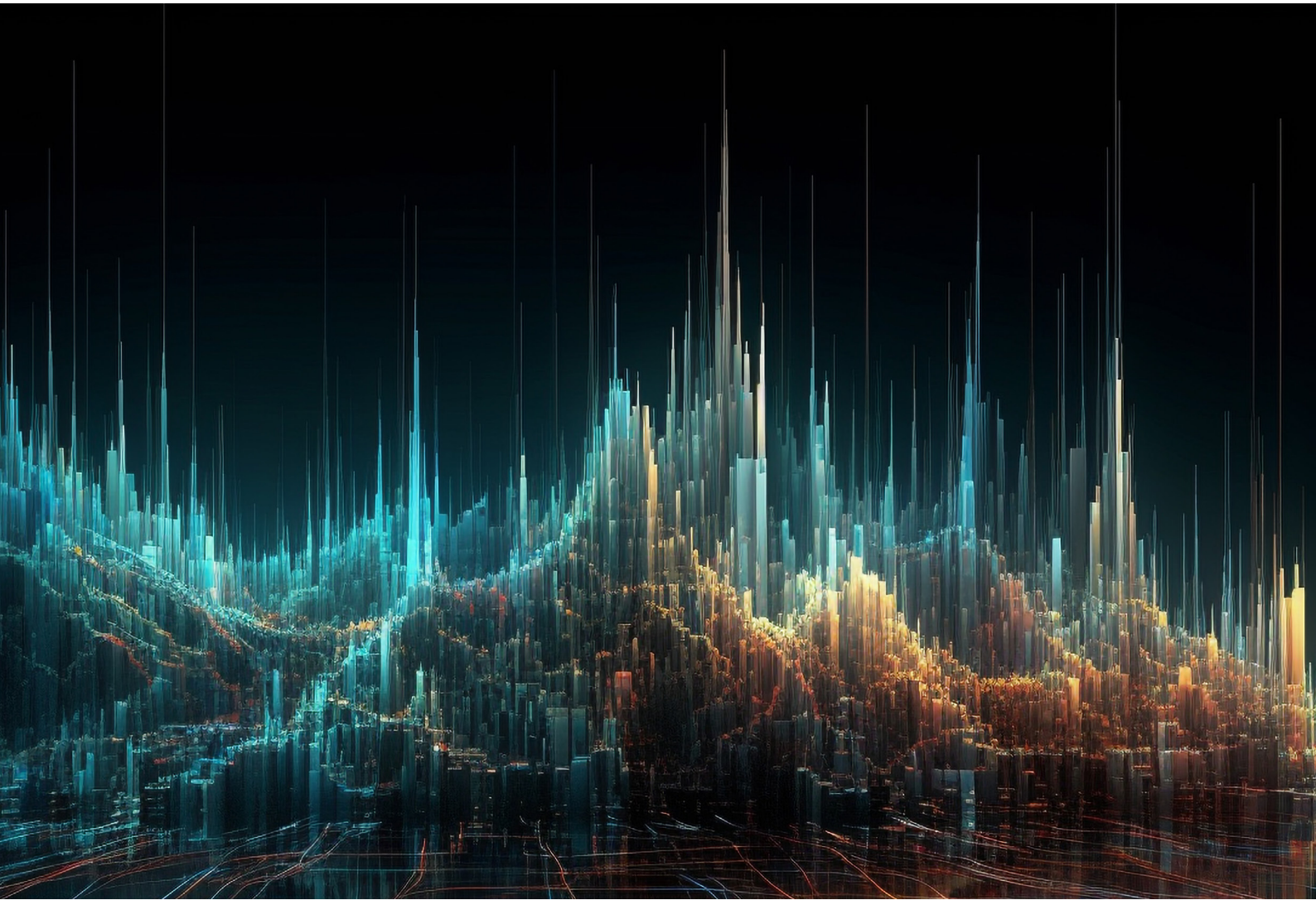
XXXII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация,связь», посвященная 65-летию ИППИ РАН им. А.А. Харкевича
Россия, г. Воронеж / 21-23 апреля 2026 г.

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ



https://rlnc.ru

Том 2

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РФ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»
Физический факультет

АО «КОНЦЕРН «СОЗВЕЗДИЕ»

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Сборник трудов
XXXII Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 21–23 апреля 2026 г.)

Т о м 2

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2026

УДК 621.37
ББК 32
Р15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXXII Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 21–23 апреля 2026 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2026.
Р15
ISBN 978-5-9273-3964-8

Т. 2. – 2026. – 419 с.

В сборник вошли материалы XXXIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2026), прошедшие рецензирование членами программного комитета конференции. Основной целью конференции является организация взаимодействия научных и научно-технических коллективов для обмена опытом и новыми творческими успехами. Достижение этой цели также способствует внедрению перспективных разработок, имеющих практическое значение для дальнейшего развития промышленности, экономики и научно-технического потенциала России, а также развитию творческого потенциала талантливой молодежи, привлечению ее к решению наиболее актуальных производственных, технических и научных задач.

Ответственность за подбор, достоверность и оригинальность приведенных фактов, статистических данных, имен собственных, географических названий и прочих включенных в доклады материалов несут авторы.

УДК
621.37
ББК 32

© Воронежский государственный университет, 2026
© АО «Концерн «Созвездие», 2026
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2026

Материалы конференции

Том 1

Пленарные доклады

Секция 1. Общие проблемы передачи и обработки информации. Цифровая обработка сигналов.

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.

Том 2

Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.

Секция 4. Тепловые, лазерно-оптические системы наблюдения и связи.

Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой. Авиационно-космические радиоэлектронные системы.

Том 3

Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой. Авиационно-космические радиоэлектронные системы.

Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация. Гидроакустика. Системы наведения.

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

Том 4

Секция 8. Электродинамика, распространение радиоволн, антенны. Цифровые антенные решетки и технология MIMO.

Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.

Том 5

Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.

Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

Секция 12. Интеллектуальные системы управления и связи. Когнитивное радио.

Содержание

Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации

РАЗРАБОТКА И ПРОГРАММНО-АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ДИФФЕРЕНЦИРУЕМОГО ЦИФРОВОГО ДВОЙНИКА ДКМВ-КАНАЛА ДЛЯ СКВОЗНОГО ОБУЧЕНИЯ НЕЙРОСЕТЕВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ
А. А. Малютин, М. Д. Портниченко, А. Н. Зюзин, М. В. Хорошайлова 1

АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПРОГНОЗА УЩЕРБА ОТ ИСТОЧНИКОВ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ФАКТОРОВ ДЛЯ УЗЛОВ СЕТИ ВОЗДУШНОЙ РАДИОСВЯЗИ
А. В. Ананьев, В. А. Печкарев 13

ПРЕОДОЛЕНИЕ ПОРОГОВЫХ ЯВЛЕНИЙ В РАЗРЕЖЕННЫХ КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЯХ НА ОСНОВЕ ПОСТОБРАБОТКИ СИНДРОМОВ ДЛЯ КЛАССИЧЕСКИХ И КВАНТОВЫХ СИСТЕМ
А. В. Башкиров, М. В. Хорошайлова, А. С. Демихова 23

О ВЕРОЯТНОСТНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИИ ЗАДЕРЖКИ ДЛЯ IEEE 802.11 DCF СЕТЕЙ
А. В. Зюльков 31

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА СИСТЕМЫ СВЯЗИ С УМЕНЬШЕННЫМ ПИК-ФАКТОРОМ МНОГОЧАСТОТНОГО OFDM-СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БЛОКОВ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО КАНАЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ
А. В. Леньшин, М. Н. Ирмагамбетов 40

ИНФОРМАЦИОННАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ВЗАИМОСВЯЗАННОЙ ИНФОРМАЦИИ ПО ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ КАНАЛАМ СВЯЗИ
А. Д. Синюк, О. А. Остроумов 50

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В ЗАЩИЩЕННЫХ ЧАСТНЫХ СЕТЯХ
А. И. Мордовин, В. Д. Самойленко, В. А. Тонких, А. И. Бекетов, Н. А. Вишняков 56

АЛГОРИТМ СНИЖЕНИЯ ПОТЕРЬ В СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ РАДИОСЕТИ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ЕЕ ТРАФИКА
Б. А. Косарев, С. В. Кривальцевич, М. Н. Туймитова 61

ПРОТОТИПИРОВАНИЕ ЧМ-ТРАКТА НА ПЛАТФОРМЕ «СИСТЕМА НА КРИСТАЛЛЕ»
Б. А. Швырев, В. Г. Потапов, А. С. Антонов 65

ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ STARLINK
В. А. Буланов, Н. Н. Бураков, А. Ю. Трущинский, С. А. Буланов 69

ОРГАНИЗАЦИЯ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ СТАНДАРТА DMR
В УДАЛЕННЫХ РЕГИОНАХ ПРИ ОТСУТСТВИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ
ИНФРАСТРУКТУРЫ
В. А. Плешков, К. С. Костерев, П. В. Долгушин, С. А. Ермаков, П. И. Паршин 77

ОБНАРУЖЕНИЕ АКТИВНЫХ РАДИОКАНАЛОВ ПО СПЕКТРУ
ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА
В. Б. Манелис, В. А. Сладких, Д. В. Шатилов, А. Б. Токарев 82

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕДАЧИ LORA-СИГНАЛОВ
В. Б. Манелис, Д. В. Шатилов.....89

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КАНАЛА УЗКОПОЛОСНОЙ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ
ПО СЕТЯМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ
В. В. Егоров, В. Е. Мартиросов.....99

МОДЕМ ДЛЯ ОРГАНИЗАЦИИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЙ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ
ПО СТАНДАРТНЫМ СЕТЯМ ЭЛЕТРОПИТАНИЯ
В. В. Егоров, М. К. Золотенкова, А. О. Косолапова, И. А. Жучков 107

ИТЕРАТИВНОЕ МАЖОРИТАРНОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО
КОДА ЗА ПРЕДЕЛАМИ МИНИМАЛЬНОГО КОДОВОГО РАССТОЯНИЯ
В. В. Квашенников, Д. С. Воскресенский.....117

ЦИФРОВАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ПОДАВИТЕЛЯ ШУМОВ ПРИ ПОМОЩИ
ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ В СВЯЗАННЫХ СИСТЕМАХ
В. Е. Забриян, М. З. Медведев, А. А. Новиков, Ф. Р. Шишиморов.....122

ОПТИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ С АВТОНОМНЫМ ТРАНСПОРТНЫМ СРЕДСТВОМ
ПРИ ЕГО ДВИЖЕНИИ ПО ЗАДАННОМУ МАРШРУТУ
В. К. Клочко, Ю. Н. Паршин, П. В. Бабаян.....129

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ
ПЕРВИЧНОГО КОДИРОВАНИЯ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ
ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ХУРГИНА
В. Т. Дмитриев, Ву Хоанг Шон 134

ДИНАМИЧЕСКОЕ СЛИЯНИЕ РАЗНОРОДНЫХ СЕНСОРНЫХ ДАННЫХ
ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ С БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ
АППАРАТОВ
В. Т. Дмитриев, Е. С. Черентаева, М. А. Черентаев.....142

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ И ОГРАНИЧЕНИЙ ПЕРЕДАЧИ ГОЛОСОВЫХ
СООБЩЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ LORA
Д. А. Денисов, С. С. Лынов 149

К ВОПРОСУ О РАСШИРЕНИИ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ
ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ КВ РАДИОСВЯЗИ
Д. А. Самбулов, Е. В. Андреков, В. И. Галдин 153

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ ПО СВЯЗИ И ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ ДЛЯ ПЕРЕНОСНЫХ ПРОГРАММНО-ТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ
Е. В. Лылов, Д. С. Полонский, А. В. Попсуйко, Г. Г. Гречишников, О. И. Чеботарев ...157

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ И РАСШИРЕНИЯ ЗОНЫ ПОКРЫТИЯ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ WI-FI
Е. М. Васюк, Е. П. Зубов.....164

ПОДСИСТЕМА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМЫХ И АВТОНОМНЫХ НЕОБИТАЕМЫХ ПОДВОДНЫХ АППАРАТОВ
И. А. Байгутлина, П. А. Замятин.....170

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ МНОГОАГЕНТНЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ДЕСТРУКТИВНЫМ ВОЗДЕЙСТВИЯМ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
И. В. Гилев, А. А. Дьякова 180

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ СЛЕПОК ОБЪЕКТА, КАК СРЕДСТВО ВЫЯВЛЕНИЯ ДЕСТРУКТИВНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
И. В. Гилев, А. А. Стрешнева.....184

К ВОПРОСУ ПРИМЕНЕНИЯ DMR РЕТРАНСЛЯТОРА РАЗМЕЩЕННОГО НА АЭРОСТАТЕ С ЦЕЛЬЮ СОЗДАНИЯ БЫСТРО РАЗВОРАЧИВАЕМОГО СЕГМЕНТА СВЯЗИ
И. В. Гилев, К. Н. Баранов 188

КЛАСТЕРНЫЙ АНАЛИЗ ПУБЛИКАЦИЙ ПО ТЕМЕ СИСТЕМ СЕТЕВОЙ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ
И. С. Барашков, А. К. Орешкина.....192

ОПТИМИЗАЦИЯ ЁМКОСТИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С ПОТЕРЯМИ НА ОСНОВЕ МОДЕЛИ ЭРЛАНГА-В
К. А. Батенков 201

СОВМЕСТНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ КЭШИРОВАНИЯ И МАРШРУТИЗАЦИИ В LEO-СПУТНИКОВЫХ СЕТЯХ НА ОСНОВЕ ОПТИМИЗАЦИИ ЛЯПУНОВА
К. В. Новиковский, А. П. Преображенский 209

РАЗРАБОТКА И ИСЛЛЕДОВАНИЕ НИЗКОСКОРОСТНОГО РЕЧЕВОГО КОДЕКА НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА CODEC2 И МЕТОДА ХУРГИНА-ЯКОВЛЕВА
К. Э. Лебедев, В. Т. Дмитриев 219

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ДОВЕРЕННОЙ МОБИЛЬНОЙ ПЛАТФОРМЫ ЗАЩИЩЕННОГО ОБМЕНА ДАННЫМИ С АППАРАТНО ИЗОЛИРОВАННОЙ КРИПТОГРАФИЕЙ И БИОМЕТРИЧЕСКОЙ АУТЕНТИФИКАЦИЕЙ
М. А. Куприянов, Н. А. Постников.....227

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СВЕРШИРИКОПОЛОСНОГО КАНАЛА СВЯЗИ
В СРЕДЕ GNU RADIO
М. А. Ромащенко, Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, Г. П. Золкин, Е. И. Лебедев 233

ВЛИЯНИЕ КОДИРОВАНИЯ УРОВНЕЙ ЯРКОСТИ 4-БИТНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
С ТЕОРЕТИЧЕСКИМИ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ
ПРИ ОДИНОЧНЫХ БИТОВЫХ ОШИБКАХ
М. В. Васьковский, Ю. В. Петров 238

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ЧИСЛА КОРРЕЛИРОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛОВ
НА ВХОДЕ НЕКАЛИБРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДКМВ-ДИАПАЗОНА
ПРИ НИЗКОМ ОТНОШЕНИИ СИГНАЛ/ШУМ
М. Д. Портниченко 243

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ
НА ОСНОВЕ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ПОВТОРЕНИЯ
И ПЕРФОРАЦИИ БИТ
М. Л. Маслаков, К. В. Марюшкин 250

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛНОВОДНЫХ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ
Е-ДИАПАЗОНА
М. Н. Белозеров, А. С. Корнев, А. Ю. Чернышов 255

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА СИСТЕМЫ СВЯЗИ
С УМЕНЬШЕННЫМ ПИК-ФАКТОРОМ МНОГОЧАСТОТНОГО OFDM-СИГНАЛА
ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ БЛОКОВ ПРЕДКАНАЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ
М. С. Пастернак, Н. С. Калина, М. Н. Ирмагамбетов 261

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ СИНХРОНИЗАЦИИ ВРЕМЕНИ ПО ПРОТОКОЛУ PTP
В ЛОКАЛЬНОЙ СЕТИ ETHERNET
О. И. Пугачев, Д. В. Олиферчик, В. О. Осипова 270

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ СЕТЕВОЙ КОНФИГУРАЦИИ НА ТОЧНОСТЬ
СИНХРОНИЗАЦИИ ПО ПРОТОКОЛУ PTP
О. И. Пугачев, Д. В. Олиферчик, В. О. Осипова 274
ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭФФЕКТОВ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ В WDM/
DWDM-СИСТЕМАХ
О. И. Пугачев, Д. М. Вишняков, В. О. Осипова 279

ИЕРАРХИЧЕСКОЕ КОНФИГУРИРОВАНИЕ КАК МЕРА ПОВЫШЕНИЯ
ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ СТАНДАРТА DMR
С. А. Ермаков, К. С. Костерев, П. В. Долгушин, Д. А. Мокшин, П. И. Паршин.....285

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ
ПРИ ПЕРЕДАЧЕ СООБЩЕНИЙ МЕЖДУ АВИАЦИОННЫМИ КОМПЛЕКСАМИ
В УСЛОВИЯХ РАДИОПОМЕХ
С. А. Мочалов, О. А. Лыкова, Д. Н. Швыряев 289

МОДЕЛЬ ИДЕНТИФИКАЦИИ СЕТЕВЫХ ПРОТОКОЛОВ В ЗАЩИЩЕННЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ГЕТЕРОГЕННОГО СТЕКИНГА С РАСШИРЕННЫМ ПРИЗНАКОВЫМ ПРОСТРАНСТВОМ
С. Д. Соковнин, Д. А. Иванов, В. Г. Харитоненко, И. А. Брагин 296

ОЦЕНКА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ЭКСТРЕМАЛЬНОГО ВОЗРАСТАНИЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКОГО ТРАФИКА
Ю. А. Тамм.....306

МОДЕЛЬ РАДИОТРАКТА БОРТОВОГО РЕТРАНСЛЯТОРА
Ю. С. Русов, П. П. Куренков.....312

Секция 4. Тепловые, лазерно-оптические системы наблюдения и связи

УПРАВЛЕНИЕ ПАРАМЕТРАМИ ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ 6G СВЯЗИ, ГЕНЕРИРУЕМОГО ПРИ ОПТИЧЕСКОМ ВЫПРЯМЛЕНИИ ДВУХ ФАЗОМОДУЛИРОВАННЫХ ФЕМТОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСОВ В СРЕДЕ С КВАДРАТИЧНОЙ НЕЛИНЕЙНОСТЬЮ
В. В. Лебедев, Е. В. Турбина 318

ОСОБЕННОСТИ ЗАЩИТЫ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ ОТ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ ХРОМАТИЧЕСКОЙ ДИСПЕРСИИ
И. И. Гвозд, Н. М. Корочин 326

РАДИООПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ С РАЗНЕСЕННЫМ ПРИЕМОМ НА БАЗЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ
Р. П. Краснов 331

Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой. Авиационно-космические радиоэлектронные системы

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ АДАПТИВНОЙ ОБРАБОТКИ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В МОБИЛЬНОМ ПАССИВНОМ РАДАРЕ В УСЛОВИЯХ КАНАЛЬНОГО ДИСБАЛАНСА
А. А. Пирогов, А. В. Турецкий, М. В. Хорошайлова, Е. В. Турецкая.....339

ОБНАРУЖЕНИЕ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ МУЛЬТИКОПТЕРНОГО ТИПА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛЧМ СИГНАЛОВ
А. В. Леньшин, В. В. Лебедев, Д. Ю. Трифонов 347

АНАЛИЗ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ НАДВОДНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ИХ МНОГОТОЧЕЧНЫХ МОДЕЛЕЙ С УЧЕТОМ ПЕРЕОТРАЖЕНИЙ С МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ
В. Б. Сучков, Н. А. Зельницкий, И. А. Доденко.....358

МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ С ПОМОЩЬЮ ТРЕХПОЗИЦИОННОГО РСА ПЕРЕДНЕГО ОБЗОРА
В. В. Калинников 366

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА ТРАЕКТОРИИ ДВИЖЕНИЯ СВОБОДНО ПАДАЮЩЕГО ШАРООБРАЗНОГО ОБЪЕКТА В АТМОСФЕРЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШИРОКОПОЛОСНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ УСТАНОВКИ ГОМОДИННОГО ТИПА
В. П. Лихачев, Р. А. Пигалицын 374

ТРАЕКТОРНОЕ РАДИОЛОКАЦИОННОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ ОБЪЕКТОВ ИСПЫТАНИЙ
В. С. Марюхненко, В. А. Горжий, А. А. Карпушкин, Р. С. Жидков 380

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИМЕНЕНИЯ СВЕРХРАЗРЕШАЮЩЕГО АЛГОРИТМА FMCW С КОГЕРЕНТНЫМ РАСШИРЕНИЕМ ПРИ ДЕТЕКТИРОВАНИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ФОНОВОЙ ПОМЕХИ
Д. В. Курганов, П. Н. Захаров, Д. С. Демин 386

МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА НА БАЗЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА И НЕСИММЕТРИЧНЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ ВИВАЛЬДИ
Д. К. Проскурин, Ю. Г. Пастернак, С. М. Фёдоров, А. А. Шеверев 391

МНОГОЛУЧЕВАЯ MIMO АНТЕННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНОГО ОБЗОРА
Д. К. Проскурин, Ю. Г. Пастернак, С. М. Фёдоров, А. А. Шеверев 395

АКТИВНАЯ ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНАЯ МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА НА БАЗЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА
Д. К. Проскурин, Ю. Г. Пастернак, С. М. Фёдоров, А. А. Шеверев 402

РАЗРАБОТКА И ПРОГРАММНО-АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ДИФФЕРЕНЦИРУЕМОГО ЦИФРОВОГО ДВОЙНИКА ДКМВ-КАНАЛА ДЛЯ СКВОЗНОГО ОБУЧЕНИЯ НЕЙРОСЕТЕВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

А.А. Малютин[1], М.Д. Портниченко[1], А.Н. Зюзин[1], М.В. Хорошайлова[2]

[1]АО НВП «ПРОТЕК», г. Воронеж, Россия
[2]Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация. Рассматривается метод интеллектуальной адаптации широкополосных MIMO-систем декаметровой (ДКМВ) радиосвязи на основе глубокого обучения с подкреплением в архитектуре «Актер-Критик» для реализации которого предлагается дифференцируемая модель широкополосного MIMO канала, в которую заложены механизмы обеспечения аналитической гладкости вычислительного графа через стохастическую репараметризацию замираний, sinc-интерполяцию временных задержек и аппроксимацию дискретного числа лучей методом Gumbel-Softmax. Использование дифференцируемого имитатора в качестве «цифрового двойника» среды позволяет применять градиентные методы оптимизации для сквозного обучения системы, сокращая время сходимости алгоритмов адаптации.

Ключевые слова: ДКМВ-связь, дифференцируемое программирование, MIMO, обучение с подкреплением, модель Воглера--Хофмейера, цифровой двойник.

DEVELOPMENT AND SOFTWARE-HARDWARE IMPLEMENTATION OF A DIFFERENTIATED DIGITAL TWIN OF A HF CHANNEL FOR END-TO-END TRAINING OF NEURAL NETWORK COMMUNICATION SYSTEMS

A.A. Malyutin[1], M.D. Portnichenko[1], A.N. Zyuzin[1], M.V. Khoroshailova[2]

[1]JSC NVP PROTEK, Voronezh, Russia
[2]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract. This paper examines a method for intelligent adaptation of wideband MIMO decameter-wave HF radio communication systems based on deep reinforcement learning in an Actor-Critic architecture. A differentiable model of a wideband MIMO channel is proposed for implementation. This model incorporates mechanisms for ensuring the analytical smoothness of the computational graph through stochastic fading reparameterization, sinc interpolation of time delays, and approximation of a discrete number of rays using the Gumbel-Softmax method. Using a differentiable simulator as a "digital twin" of the environment enables the use of gradient optimization methods for end-to-end system training, reducing the convergence time of the adaptation algorithms.

Keywords: HF communication, differentiable programming, MIMO, reinforcement learning, Vogler-Hofmeyer model, digital twin.

1. Введение

Современный этап развития систем декаметровой (ДКМВ) радиосвязи характеризуется активной интеграцией широкополосных сигнально-кодовых конструкций (СКК). В частности, широкое распространение получили методы прямого расширения спектра (DSSS) и псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ), которые в текущих реализациях всё чаще комбинируются с технологиями

многоантенного приема и передачи (MIMO/SIMO). Применение адаптивного формирования диаграммы направленности (Beamforming) с использованием каналов обратной связи между приёмным (Rx) и передающим (Tx) узлами позволяет существенно повысить энергетическую эффективность и помехоустойчивость каналов в условиях сложной помеховой обстановки. Однако достижение предельных показателей качества функционирования таких систем требует прецизионного управления параметрами радиолинии. В качестве целевых критериев оптимизации в зависимости от прикладного сценария и типа оконечной аппаратуры обычно выступают: 1. Обеспечение минимального коэффициента битовых ошибок (BER) при фиксированной скорости передачи данных. 2. Максимизация пропускной способности при условии поддержания BER на уровне, не превышающем заданный порог. Сложность данной задачи обусловлена нестационарностью ДКМВ-канала, характеристики которого (многолучевость, замирания, доплеровский сдвиг) изменяются нелинейным и труднопрогнозируемым образом. Традиционные аналитические методы зачастую оказываются недостаточно гибкими для оперативного выбора оптимальных параметров СКК. В качестве эффективного решения данной проблемы рассматривается подход, основанный на использовании интегрированных имитаторов канала связи. Согласно концепции, описанной в [1] и успешно апробированной в ряде современных отечественных и зарубежных разработок, в состав приёмного устройства включается программно-аппаратный модуль моделирования. Данный модуль в реальном времени оценивает текущие параметры среды распространения и осуществляет итерационное «проигрывание» доступных вариантов сигналов через актуальную модель канала. Результатом такой селекции является выбор наиболее адекватной СКК, параметры которой затем транслируются на передающую сторону по служебному каналу обратной связи для оперативной адаптации системы.

Несмотря на специфику ДКМВ-диапазона, характеризующегося относительно невысокими скоростями передачи данных, описанная схема адаптации сохраняет работоспособность в масштабе реального времени. Это позволяет динамически варьировать ключевые параметры сигнала, такие как тип и избыточность помехоустойчивого кодирования (FEC), вид и индекс модуляции, в строгом соответствии с текущей сигнально-помеховой обстановкой. При этом в расчет принимается многофакторный профиль канала: количество лучей, статистика замираний, доплеровское уширение спектра и спектральная плотность мощности помех. Тем не менее, классический подход, основанный на полном переборе (brute-force search) всех возможных комбинаций параметров, сталкивается с проблемой «проклятия размерности». С внедрением методов пространственно-временной обработки (MIMO), расширением полосы пропускания и увеличением числа степеней свободы в современных адаптивных системах, вычислительная сложность многопараметрической оптимизации растет экспоненциально. В определенных сценариях время поиска оптимального решения начинает превышать интервал стационарности канала, что делает традиционный перебор неприемлемым для практической реализации. В данной связи критически важной становится разработка интеллектуальных алгоритмов целенаправленного поиска. На сегодняшний день наиболее перспективным вектором решения этой задачи представляется использование парадигмы глубокого обучения с подкреплением (Deep Reinforcement Learning, DRL). В рамках этого подхода нейросетевой агент, прошедший стадию предварительного обучения на синтетических данных, осуществляет дообучение непосредственно в процессе эксплуатации. Оптимизация стратегии выбора параметров происходит на основе взаимодействия с вышеупомянутой моделью канала, верифицируемой на стороне приемника. Ключевым технологическим барьером здесь выступает необходимость обеспечения

дифференцируемости модели канала. Поскольку процесс адаптации затрагивает параметры как приёмного (Rx), так и передающего (Tx) трактов, математическая модель среды распространения должна поддерживать механизм обратного распространения градиента (backpropagation). Это условие является необходимым для минимизации целевой функции потерь (Loss Function) — как на этапе инициализации нейросети, так и в цикле непрерывной оптимизации параметров системы в реальных условиях связи.

Следовательно, для реализации концепции сквозного (End-to-End) обучения нейросетевых моделей в ДКМВ-диапазоне критически важным становится наличие специализированной математической модели канала. Такая модель должна обладать уникальным набором характеристик, адекватно описывающих физику распространения декаметровых волн: 1. Полноценная широкополосность: корректный учет внутрилучевого рассеяния (intra-tap scattering) и частотной дисперсии, которые существенно искажают фазовый и амплитудный профиль сигнала в широкой полосе. 2. Адекватная пространственная структура: моделирование корреляционных свойств антенных решеток в сочетании с пространственно-временной селективностью самого канала, что критично для работы алгоритмов MIMO. 3. Математическая дифференцируемость: обеспечение возможности вычисления частных производных (градиентов) по ключевым физическим параметрам канала для интеграции в циклы градиентного спуска нейронных сетей. Стоит отметить, что существующие программные решения, такие как специализированная библиотека дифференцируемых моделей связи Sionna (разработанная корпорацией NVIDIA для фреймворка TensorFlow), обладают рядом ограничений, препятствующих их прямому применению в ДКМВ-системах. Библиотека Sionna изначально ориентирована на стандарты 5G/6G, и ее архитектура не предполагает корректного моделирования эффектов частотной дисперсии, специфичных для ионосферного распространения, даже при попытке адаптации входных параметров. Более того, данные модели оптимизированы для оффлайн-обучения и не обеспечивают требуемой производительности для работы в реальном времени (Online Learning), что исключает их использование непосредственно в составе адаптивного приемопередатчика. Исходя из вышесказанного, актуальной научно-технической задачей является разработка авторской дифференцируемой модели ДКМВ-канала. Данная модель должна не только учитывать физические особенности среды распространения, но и обладать высокой вычислительной эффективностью, позволяющей реализовать алгоритмы обучения с подкреплением непосредственно в процессе сеанса связи.

2. Выбор архитектуры дифференцируемой MIMO-модели ДКМВ-канала

Наиболее исчерпывающим методом представления статистических характеристик многоантенного (MIMO) канала, включая случаи со сложной пространственной селективностью, является формализм, основанный на векторизации полной корреляционной матрицы канала. Однако прямое использование такого описания в задачах адаптации в реальном времени сопряжено с существенными вычислительными трудностями. Данная проблема носит фундаментальный характер: размерность полных корреляционных матриц растет пропорционально квадрату произведения числа приемных N_r передающих N_t антенных элементов, что делает алгоритмы оптимизации на их основе вычислительно неэффективными для оперативного управления параметрами связи.

В современной литературе, посвященной системам сотовой и беспроводной связи (стандарты 5G, Wi-Fi), для упрощения математического аппарата традиционно доминирует модель Кронекера. В рамках данной концепции предполагается, что пространственная корреляция на передающей и приемной сторонах статистически

независима. Это позволяет представить стохастическую матрицу канала $\boldsymbol{H}$ следующем виде: $\boldsymbol{H} = \boldsymbol{R}_r^{1/2} \boldsymbol{H}_w (\boldsymbol{R}_t^{1/2})^T$, где: $\boldsymbol{H}_w \in \mathrm{C}^{N_r \times N_t}$ матрица независимых одинаково распределенных (i.i.d.) комплексных гауссовских случайных величин с нулевым средним и единичной дисперсией; $\boldsymbol{R}_r^{1/2}$ $\boldsymbol{R}_t^{1/2}$ эрмитовы квадратные корни из корреляционных матриц приемной и передающей сторон соответственно (как правило, вычисляемые через разложение Холецкого).При таком подходе полная корреляционная матрица системы $\boldsymbol{R}_{full}$ ппроксимируется как тензорное произведение Кронекера локальных корреляционных матриц: $\boldsymbol{R}_{full} = \boldsymbol{R}_t \otimes \boldsymbol{R}_r$ Основная привлекательность данной модели заключается в аналитической простоте и возможности оперативной оценки параметров на основе эмпирических данных: $\boldsymbol{R}_r = E[\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}^H]$, $\boldsymbol{R}_t = E[\boldsymbol{H}^H \boldsymbol{H}]^T$.

Несмотря на широкую применимость в микроволновом диапазоне, модель Кронекера обладает критическим недостатком: она базируется на допущении о полной статистической независимости угловых характеристик прихода (Angle of Arrival, AoA) и вылета (Angle of Departure, AoD) волнового фронта. Для наземных систем связи, где доминирует эффект локального многократного рассеяния вблизи терминалов, такая аппроксимация часто оказывается приемлемой.

Однако для ДКМВ-каналов ситуация принципиально иная. Процесс распространения радиоволн в ионозондах жестко детерминирован геометрией трассы и динамическим состоянием отражающих слоев (E, F1, F2). Углы, под которыми сигнал покидает передающую антенную решетку, и углы, под которыми он достигает приемника после ионосферного отражения, находятся в строгой функциональной зависимости, определяемой физикой распространения. Игнорирование этой взаимосвязи в модели Кронекера приводит к существенным погрешностям при моделировании пространственной селективности и усиления (beamforming gain) в ДКМВ-диапазоне.

Следовательно, для построения адекватной дифференцируемой модели, пригодной для обучения нейросетевых агентов, необходим переход к более сложным структурам (например, модели Вайксельбергера или виртуальному канальному представлению), способным учитывать совместную динамику пространственных углов в реальном времени.

В качестве более адекватной альтернативы, преодолевающей ограничения модели Кронекера для ионосферных трасс, в данной работе рассматривается структура, основанная на модели Вайксельбергера (Weichselberger model). Математическое представление матрицы канала в рамках данного подхода имеет следующий вид:

$$\boldsymbol{H} = \boldsymbol{U}_r \left(\boldsymbol{\Omega} \odot \boldsymbol{H}_w \right) \boldsymbol{U}_t^T,$$

где: $\boldsymbol{H}_w$ матрица независимых одинаково распределенных комплексных гауссовских случайных величин; $\boldsymbol{U}_r$ $\boldsymbol{U}_t$ унитарные матрицы, столбцы которых являются собственными векторами корреляционных матриц на приемной и передающей сторонах соответственно; $\boldsymbol{\Omega}$ детерминированная матрица связи (coupling matrix) с неотрицательными элементами; символ $\odot$ обозначает операцию поэлементного произведения (произведение Адамара). Процедура идентификации параметров данной модели на основе экспериментальных данных или результатов зондирования канала включает следующие этапы: 1) Формирование выборочных корреляционных матриц $\boldsymbol{R}_r$ $\boldsymbol{R}_t$ по ансамблю реализаций объема L $\hat{\boldsymbol{R}}_r = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^{L} \boldsymbol{H}_l \boldsymbol{H}_l^H$, $\hat{\boldsymbol{R}}_t = \left(\frac{1}{L} \sum_{l=1}^{L} \boldsymbol{H}_l^H \boldsymbol{H}_l \right)^T$.
2) проведение спектрального разложения полученных матриц для нахождения базисов собственных векторов и соответствующих собственных

чисел: $\hat{\boldsymbol{R}}_r = \boldsymbol{U}_r \boldsymbol{\Lambda}_r \boldsymbol{U}_r^H$, $\hat{\boldsymbol{R}}_t = \boldsymbol{U}_t \boldsymbol{\Lambda}_t \boldsymbol{U}_t^H$. 3) вычисление вспомогательной функции усреднения энергий элементов канала в собственных базисах. 4) Синтез структуры матрицы связи $\boldsymbol{\Omega}$ элементы которой определяются как: $[\boldsymbol{\Omega}]_{i,j} = \sqrt{E\left[| \boldsymbol{u}_{r,i}^H \boldsymbol{H} \boldsymbol{u}_{t,j}^* |^2 \right]}$, где $\boldsymbol{u}_{r,i}$ $\boldsymbol{u}_{t,j}$ соответствующие собственные векторы.

В отличие от упрощенной модели Кронекера, структура матрицы связи $\boldsymbol{\Omega}$ явном виде отражает энергетическое распределение между пространственными модами передачи и приема. Это позволяет корректно учитывать влияние физической топологии ионосферных отражений на ключевые системные показатели: предельную спектральную эффективность (пропускную способность); коэффициент разнесения (diversity gain); эффективное число параллельных виртуальных подканалов, доступных для пространственного мультиплексирования; максимально достижимый выигрыш от адаптивного формирования диаграммы направленности (beamforming gain). Такая структура модели не только физически обоснована, но и удобна для реализации в виде дифференцируемого вычислительного графа, где элементы матрицы $\boldsymbol{\Omega}$ базисы $\boldsymbol{U}$ могут выступать в роли обучаемых и динамически адаптируемых параметров нейросетевого агента.

Для корректного моделирования ДКМВ-канала на фиксированной частоте f лассическая модель Вайксельбергера требует модификации, учитывающей пространственную структуру многолучевости. В частности, необходимо принимать во внимание возможные отклонения радиоазимута θ т направления дуги большого круга трассы, вызванные градиентами электронной концентрации и наклонами отражающих слоев ионосферы. С учетом данных факторов, модифицированное представление матрицы канала $\boldsymbol{H}(f)$ принимает вид:

$$\boldsymbol{H}(f) = \sum_{k=1}^{K} \boldsymbol{a}_r(\theta_{r,k}, \phi_{r,k}) \left(\boldsymbol{\Omega}_k \square \boldsymbol{H}_{w,k} \right) \boldsymbol{a}_t^H(\theta_{t,k}, \phi_{t,k}),$$

где: K количество разрешимых лучевых компонент (мод) распространения; $\boldsymbol{a}_r(\theta_r, \phi_r)$ $\boldsymbol{a}_t(\theta_t, \phi_t)$ векторы пространственного отклика (steering vectors) приемной и передающей антенных решеток соответственно, зависящие от азимутальных θ() угломестных ϕ() углов прихода/вылета; $\boldsymbol{\Omega}_k$ матрица энергетического взаимодействия, определяющая распределение мощности внутри k лучевой компоненты; $\boldsymbol{H}_{w,k}$ стохастическое ядро модели, описывающее мелкомасштабные замирания внутри луча.

Введение векторов отклика $\boldsymbol{a}(\cdot)$ позволяет в явном виде интегрировать в дифференцируемую модель геометрию антенных решеток. Это открывает возможность прямого вычисления градиентов целевой функции по угловым координатам лучей, что крайне важно для алгоритмов адаптивного формирования диаграммы направленности в условиях нестационарной ионосферы. Матрица $\boldsymbol{\Omega}_k$ данном контексте выступает в роли весового фильтра, который ограничивает эффективное пространство поиска параметров для нейросетевого агента, фокусируя обучение на физически реализуемых траекториях распространения сигнала.

3. Разработка широкополосной дифференцируемой модели ДКМВ-канала

Специфика ДКМВ-диапазона при использовании широкополосных сигналов (ШПС) накладывает жесткие требования к адекватности моделирования переходных процессов в ионосфере. Проявление эффектов широкополосности в декаметровом канале связи сводится к двум фундаментальным факторам:

1. **Внутрилучевое рассеяние (Intra-tap scattering):** приводит к временному «размытию» импульсного отклика каждого отдельного луча, что вызывает межсимвольную интерференцию даже в пределах одной моды распространения.
2. **Частотная дисперсия:** обуславливает непостоянство группового времени задержки (Group Delay) в полосе сигнала, что проявляется в виде нелинейной зависимости фазового набега от частоты и деформации огибающей широкополосного стимула.

Для математического описания данных эффектов в работе адаптирована модель Воглера-Хофмейера (Vogler-Hoffmeyer model). Согласно данной концепции, полная передаточная функция канала представляется как суперпозиция K дискретных лучей. Передаточная функция k-го луча в частотной области $\mathrm{H}_k(f)$ учитывающая как диффузное размытие, так и дисперсионные искажения, имеет вид:

$$\mathrm{H}_k(f) = A_k(f) \cdot \exp\left(-j\left[2\pi f \tau_k + \pi \xi_k f^2 + \psi_k\right]\right), \quad (1)$$

где: $A_k(f)$ амплитудно-частотная характеристика k-го луча, описывающая затухание и профиль внутрилучевого рассеяния; ξ_k коэффициент дисперсии (параметр Воглера), определяющий кривизну фазового спектра и нелинейный фазовый набег на интервале частот; τ_k групповая задержка центральной частоты k о луча; ψ_k начальная фаза (случайная величина), отражающая стохастическую природу процесса отражения.

Ключевым преимуществом представления (1) является его аналитическая гладкость по отношению к параметрам ξ_k τ_k В отличие от моделей, базирующихся на табличных данных или эмпирических гистограммах, выражение Воглера-Хофмейера позволяет напрямую вычислять частные производные $\frac{\partial \mathrm{H}}{\partial \xi}$ $\frac{\partial \mathrm{H}}{\partial \tau}$ Это свойство критически важно для реализации градиентных методов обучения нейросетевых моделей «сквозного» типа (End-to-End). Интеграция формулы (1) в структуру дифференцируемого слоя нейронной сети позволяет агенту обучения с подкреплением (Reinforcement Learning agent) адаптировать параметры сигнально-кодовых конструкций не просто к «усредненному» каналу, а к конкретным физическим искажениям фазового фронта, вызванным дисперсией в реальном времени.

4. Синтез широкополосной и многоантенной MIMO-моделей ДКМВ-канала

Для формирования комплексного описания радиолинии необходимо объединение пространственной селективности (модель Вайксельбергера) и частотной дисперсии (модель Воглера-Хофмейера). Пространственная структура широкополосного многолучевого MIMO-канала для произвольной частотной компоненты f в полосе сигнала описывается следующим итоговым выражением:

$$\boldsymbol{H}(f,t) = \sum_{k=1}^{K} \boldsymbol{a}_r\left(\theta_{r,k}, \phi_{r,k}\right)\left(\boldsymbol{\Omega}_k \square\ \boldsymbol{\Gamma}_k(f,t)\right)\boldsymbol{a}_t^H\left(\theta_{t,k}, \phi_{t,k}\right), \quad (2)$$

где $\boldsymbol{\Gamma}_k(f,t)$ стохастическая матрица отклика k-го луча, элементы которой интегрируют в себе механизмы мелкомасштабных замираний, доплеровского уширения и широкополосных искажений. Каждый элемент матрицы $\boldsymbol{\Gamma}_k(f,t)$ ля соответствующей пары антенных элементов описывается через передаточную функцию Воглера-Хофмейера с учетом временной динамики:

$$\gamma_k(f,t) = g_k(t) \cdot \mathrm{H}_k(f) \cdot \exp(j2\pi f_D t).$$

В данном выражении: $g_k(t)$ комплексный коэффициент замираний луча (в простейшем случае подчиняющийся распределению Релея или Райса), отражающий стохастические флуктуации амплитуды; $\mathrm{H}_k(f)$ частотно-зависимая часть отклика из уравнения (1), учитывающая внутрилучевое размытие и дисперсионный фазовый набег ξ_k f_D доплеровский сдвиг частоты, обусловленный динамикой ионосферных слоев или перемещением терминалов. Предложенная объединенная модель (2) обладает свойством полной дифференцируемости по всему набору физических параметров: $\{\theta, \phi, \tau, \xi, f_D\}$. Это позволяет использовать стандартные библиотеки автоматического дифференцирования (такие как PyTorch или TensorFlow) для обучения нейросетевых адаптивных эквалайзеров и прекодеров. В отличие от упрощенных моделей, не учитывающих частотную дисперсию ξ данный подход позволяет нейросетевому агенту «предвидеть» искажения формы широкополосного импульса и оптимизировать параметры сигнально-кодовой конструкции (например, разнос поднесущих в OFDM или параметры расширяющей последовательности в DSSS) для компенсации дисперсионного расплывания во временной области.

5. Адаптация модели и реализация нейросетевого управления

Для реализации динамической адаптации параметров ДКМВ-радиолинии в условиях нестационарной среды распространения в данной работе применена концепция глубокого обучения с подкреплением (Deep Reinforcement Learning, DRL). Выбор данной парадигмы обусловлен необходимостью принятия решений в многомерном пространстве состояний, где классические методы поиска экстремума оказываются вычислительно неэффективными.

Управление системой базируется на архитектуре «Актер-Критик» (Actor-Critic), которая позволяет разделить задачи формирования стратегии и оценки её эффективности:

1. **«Актер» (Actor):** Нейросетевой модуль, осуществляющий непосредственный выбор оптимальной сигнально-кодовой конструкции (СКК), параметров пространственной обработки (прекодирования) и частотно-временного ресурса. Оптимизация Актера происходит путем градиентного восхождения по стратегии.
2. **«Критик»** (**Critic**): Модуль, выполняющий нейросетевую аппроксимацию функции ценности (Value Function). Задача «Критика» заключается в предсказании ожидаемого кумулятивного выигрыша (награды) R ля текущего вектора состояния канала $\boldsymbol{S}_t : V_\pi(\boldsymbol{S}_t) = E\left[\sum_{k=0}^{\infty} \gamma^k r_{t+k+1} | \boldsymbol{S}_t\right],.$ где r мгновенная награда (например, спектральная эффективность или инверсный BER), а γ коэффициент дисконтирования.

Ключевой особенностью предлагаемого подхода является использование разработанной дифференцируемой модели (9) в качестве «внутреннего имитатора» среды для обучения Критика. Благодаря наличию аналитических градиентов по физическим параметрам $(\theta, \phi, \tau, \xi)$ нейросеть получает возможность не просто наблюдать за результатом (Black-box approach), а анализировать чувствительность целевой функции к изменению параметров ионосферы.

Аппроксимация функции ценности на основе физически обоснованной модели позволяет системе эффективно фильтровать кратковременные стохастические флуктуации (замирания), отделяя их от устойчивых физических трендов развития

ионосферной обстановки. Это обеспечивает стабильность процесса адаптации и максимизацию пропускной способности на длительных интервалах времени, что недоступно при использовании классических «жадных» алгоритмов выбора режимов.

Обеспечение дифференцируемости модели по параметру задержки τ является нетривиальной задачей в дискретных вычислительных графах. Традиционный дискретный сдвиг на целое число отсчетов является разрывной операцией, что делает невозможным прямое вычисление градиентов для обучения нейросетевого агента.

Для преодоления данного ограничения в работе использован метод **sinc-интерполяции дробной задержки**. В рамках данного подхода временной сдвиг τ дискретной последовательности $x[n]$ преобразуется в непрерывную дифференцируемую операцию свертки с интерполирующим ядром:

$$y(t,\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot \mathrm{sinc}(t - n - \tau),$$

где $\mathrm{sinc}(u) = \dfrac{\sin(\pi u)}{\pi u}$. Переход в область непрерывного аргумента позволяет корректно вычислить частную производную выходного сигнала по параметру задержки $\dfrac{\partial y}{\partial \tau}\dfrac{\partial y(t,\tau)}{\partial \tau} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot \dfrac{d}{d\tau}\left[\mathrm{sinc}(t - n - \tau)\right]$, производная функции $\mathrm{sinc}(u)$ имеет аналитический вид: $\dfrac{d}{du}\mathrm{sinc}(u) = \dfrac{\cos(\pi u)}{u} - \dfrac{\sin(\pi u)}{\pi u^2}$. Реализация данной операции в виде специализированного слоя нейронной сети позволяет градиентам беспрепятственно «протекать» от функции потерь (например, ошибки оценки канала или BER) к физическому параметру задержки луча τ_k Это обеспечивает возможность высокоточной настройки временной синхронизации и компенсации многолучевости непосредственно в процессе градиентного дообучения модели «Актер-Критик».

В классических моделях ДКМВ-каналов случайная природа замираний (федингa) вносится в систему через генераторы случайных чисел. С точки зрения автоматического дифференцирования, операция сэмплирования из случайного распределения является недифференцируемой, что создает «разрыв» в вычислительном графе. Это делает невозможным прямое использование градиентных методов обучения (Backpropagation) для оптимизации параметров приемника или передатчика через модель канала.

Для преодоления проблемы и обеспечения возможности «проброса» градиента через стохастические узлы в работе применен метод репараметризации, широко используемый в теории вариационных автокодировщиков (VAE). Суть метода заключается в выделении источника случайности в отдельную независимую переменную m фиксированным распределением. Для моделирования комплексного процесса замираний $g(t)$ подчиняющегося, например, распределению Релея или Райса, мы представляем его в виде трансформированной функции: $g(t,\sigma) = \sigma \cdot m(t)$, где: $m(t) \sim \mathrm{CN}(0,1)$ фиксированный внешний источник белого гауссовского шума (стандартное нормальное распределение); σ параметр масштаба замираний, который теперь является детерминированным и дифференцируемым коэффициентом.

Данное преобразование выносит источник стохастичности за пределы обучаемого контура. В результате модель рассматривает случайный процесс замираний как

фиксированный входной сигнал, в то время как параметры замираний и веса нейросетевого агента становятся обычными множителями в дифференцируемой функции.

Благодаря репараметризации, стохастический ДКМВ-канал превращается в «прозрачный» дифференцируемый слой. Это дает нейросетевому агенту (Актеру) возможность:

1. В явном виде вычислять чувствительность функции потерь к статистическим параметрам замираний.
2. Эффективно обучаться в режиме «сквозной» оптимизации (End-to-End), рассматривая канал не как «черный ящик», а как аналитическую функцию.
3. Адаптироваться не только к средним значениям параметров, но и к динамике изменения дисперсии замираний в реальном времени.

Таким образом, использование репараметризации позволяет интегрировать сложные модели ионосферных замираний непосредственно в алгоритмы градиентного спуска, обеспечивая беспрецедентную точность настройки адаптивных систем связи.

В классических моделях ДКМВ-каналов количество разрешимых лучей K вляется фиксированным целочисленным параметром. Однако в условиях реальной ионосферы число активных мод распространения постоянно меняется. Традиционная операция выбора (argmax) является недифференцируемой («ступенчатой»), что блокирует прохождение градиентов и не позволяет нейросетевому агенту оптимизировать саму структуру модели (например, отсекать слабые лучи или активировать новые пути).

Для обеспечения дифференцируемости дискретных структурных параметров в работе адаптирован метод Gumbel-Softmax , аналогичный подходу, реализованному в библиотеке SIONNA для задач дифференцируемой трассировки лучей (Ray Tracing). Данный метод позволяет осуществлять «мягкий» выбор из дискретного множества альтернатив, сохраняя при этом аналитическую гладкость вычислительного графа.

Математическая реализация данного подхода базируется на распределении Гамбеля, которое описывает экстремальную порядковую статистику. Плотность вероятности стандартного распределения Гамбеля $(\mu = 0, \beta = 1)$ имеет вид: $f(z) = e^{-(z+e^{-z})}$. Для генерации шума Гамбеля G_i программной реализации используется датчик равномерного распределения $U \in (0,1)\, G = -\ln(-\ln(U))$. Поскольку прямая операция дискретного выбора не имеет градиента, применяется дифференцируемая аппроксимация (Softmax) с введением «параметра температуры» τ

$$y_i = \frac{\exp\left(\left(\log(\pi_i) + G_i\right)/\tau\right)}{\sum_{j=1}^{M} \exp\left(\left(\log(\pi_j) + G_j\right)/\tau\right)},$$

где: π_i логиты вероятности выбора конкретного луча или пути; G_i стандартный шум Гамбеля; τ параметр температуры, управляющий степенью аппроксимации (при $\tau \to 0$ выбор становится «жестким», при больших τ равномерно распределенным).

Интеграция Gumbel-Softmax позволяет нейросетевому агенту (Актеру) динамически оптимизировать не только физические параметры лучей τ, ξ но и саму сложность модели. Это критически важно для работы в реальном времени: система может автоматически упрощать модель канала (уменьшать число лучей) при стабильной ионосфере для экономии вычислительных ресурсов или, наоборот, усложнять её при возникновении многолучевости, обеспечивая высокую точность адаптации.

6. Алгоритм многопараметрической адаптации на базе архитектуры Actor-Critic с дифференцируемым имитатором

Процесс интеллектуального управления параметрами ДКМВ-радиолинии в условиях неопределенности описывается системой взаимосвязанных операторов, объединяющих нейросетевой базис и физику канала. Взаимодействие агента с дифференцируемым «цифровым двойником» ионосферы формализуется следующей системой уравнений:

$$\boldsymbol{a}_t = \mathrm{Actor}\left(\boldsymbol{s}_t; \theta_\mu\right) + \mathrm{N}_t \tag{3}$$

$$y(f) = M\left(x(f, \boldsymbol{a}_t), \boldsymbol{s}_t; \phi\right) \tag{4}$$

$$\hat{Q}\left(\boldsymbol{s}_t, \boldsymbol{a}_t\right) = \mathrm{Critic}\left(\boldsymbol{s}_t, \boldsymbol{a}_t; \theta_Q\right) \tag{5}$$

$$\nabla_{\theta_\mu} J \approx E\left[\nabla_{\boldsymbol{a}} Q\left(\boldsymbol{s}, \boldsymbol{a}\right) \cdot \nabla_{\theta_\mu} \mathrm{Actor}\left(\boldsymbol{s}; \theta_\mu\right)\right] \tag{6}$$

Блок «Актер» (3): Аппроксимирует оптимальную стратегию управления $\pi(a \mid s)$ На основе вектора состояния канала $\boldsymbol{s}_t$ SNR, доплеровский сдвиг, профиль многолучевости) нейросеть с весами θ_μ ормирует вектор управляющих воздействий $\boldsymbol{a}_t$ Данный вектор включает в себя индекс схемы модуляции и кодирования (MCS), параметры помехоустойчивого кода и комплексные веса диаграммообразования для MIMO-системы.

Дифференцируемый имитатор Mı(4): Выступает в роли аналитического «цифрового двойника» канала. Он осуществляет преобразование сформированного сигнала $\boldsymbol{x}$ наблюдаемый отклик $\boldsymbol{y}(f)$. Здесь интегрированы: 1) передаточная функция Воглера-Хофмейера для учета дисперсии; 2) пространственная матрица Вайксельбергера; дифференцируемые веса Gumbel-Softmax, определяющие эффективное число лучей K.

Блок «Критик» (5): Нейронная сеть с весами θ_Q минимизирующая ошибку предсказания награды (Temporal Difference error) иоценивает качество выбранного «Актером» действия a_t текущему состоянию s_t. В качестве целевой награды r_t выступает функционал качества связи: $r_t = \mathrm{F}\left(\mathrm{BER}, R, P\right)$ где R скорость передачи, P потребляемая мощность.

Механизм сквозной оптимизации (6): Благодаря полной дифференцируемости имитатора M по всем физическим параметрам, обновление весов «Актера» происходит с использованием прямого аналитического градиента. Это позволяет системе вычислять чувствительность функции награды к малейшим изменениям параметров сигнала, обеспечивая сходимость алгоритма в десятки раз быстрее, чем при использовании классических безградиентных методов обучения с подкреплением.

7. Заключение

В ходе проведенного исследования была разработана и программно реализована на базе фреймворка PyTorch оригинальная дифференцируемая модель широкополосного MIMO-канала ДКМВ-связи. На основании полученных результатов сформулированы следующие выводы:

1. Предложенный синтез аналитической модели Воглера–Хофмейера и пространственной модели Вайксельбергера обеспечивает адекватную имитацию физических процессов в ионосфере, включая частотно-селективные замирания,

азимутальные отклонения лучей и частотную дисперсию, специфичную для КВ-диапазона.

2. В отличие от существующих библиотек (таких как NVIDIA Sionna), разработанный модуль реализует канал как непрерывный дифференцируемый оператор. Это устраняет проблему «разрыва градиента» и позволяет использовать аналитическую чувствительность системы к физическим параметрам ионосферы для ускорения сходимости алгоритмов адаптации.
3. Применение механизмов *sinc*-интерполяции, репараметризации стохастических замираний и дифференцируемой аппроксимации числа лучей (*Gumbel-Softmax*) превращает стохастический канал в «прозрачный» вычислительный слой, пригодный для сквозного (End-to-End) градиентного обучения.
4. Методология предварительного обучения (Pretraining) с использованием синтетических данных и адаптации открытых датасетов (типа *RadioML*) позволяет сформировать «базовый интеллект» агента в облачной инфраструктуре (NVIDIA A100/H100) за 12–18 часов. Это сокращает время последующей донастройки системы на реальной трассе до 5–10 минут.
5. Предложенный подход позволяет трансформировать дискретную задачу выбора топологии и режимов работы радиолинии в непрерывную оптимизационную задачу, обеспечивая устойчивую связь в условиях быстро меняющейся геофизической и помеховой обстановки.

Литература

1. Malyutin A.A. et al. “HF Channel Simulator with Frequency Hopping.” Russian Federation Patent No. 101298 U1, 2011.
1. Hoydis J. et al. Sionna RT: Differentiable Ray Tracing for Radio Propagation Modeling // IEEE Globecom Workshops, 2023. pp. 317-321.
2. Aoudia F. A. et al. Sionna RT: Technical report // arXiv:2504.21719, 2025. REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2017. Т. 7. № 4. С. 426-430.
3. Weichselberger W. et al. A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends // IEEE Trans. on Wireless Comm. 2006. Vol. 5. № 1. pp. 90-100.
4. Vogler L. E., Hoffmeyer J. A. A model for wideband HF propagation channels // Radio Science. 1993. Vol. 28. № 06. pp. 1131-1142.
5. Yang R. et al. Novel Wideband HF Communication System Based on NC-OFDM and Probabilistic Shaping // Sensors. 2025. Vol. 25. № 17. 5596.
6. Lv M. et al. High-Frequency Channel Modeling Based on the Multi-Source Ionospheric Assimilation Model // Remote Sensing. 2022. Vol. 14. № 17. 4133. Pegurri R. et al. Toward Digital Network Twins: Integrating Sionna RT in ns-3 // IEEE INFOCOM WKSHPS, London, 2025.
7. Zhang L. et al. Deep Reinforcement Learning for Adaptive Modulation in Beyond 5G HF Communications // IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking. 2024. Vol. 10. № 2. pp. 445-458.
8. Smith J., Doe A. Differentiable Ionospheric Ray Tracing for Real-Time HF Link Optimization // Journal of Space Weather and Space Climate. 2025. Vol. 15. A12.
9. Ivanov V. et al. Machine Learning-Based Multi-Parameter Adaptation for MIMO-HF Systems // Proceedings of the 2024 International Conference on Communications (ICC). pp. 1204-1210.
10. Peshkov, I. Novel Hybrid Processing Techniques for Wideband HF Signals Impaired by Ionospheric Propagation / I. Peshkov // Electronics. – 2025. – Vol. 14, No. 24. – P. 4829.

REFRENRECES

1. Malyutin A.A. et al. “HF Channel Simulator with Frequency Hopping.” Russian Federation Patent No. 101298 U1, 2011.
2. Hoydis J. et al. Sionna RT: Differentiable Ray Tracing for Radio Propagation Modeling // IEEE Globecom Workshops, 2023. pp. 317-321.
3. Aoudia F. A. et al. Sionna RT: Technical report // arXiv:2504.21719, 2025. REDS: Telecommunication devices and systems. 2017. T. 7. № 4. C. 426-430.
4. Weichselberger W. et al. A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends // IEEE Trans. on Wireless Comm. 2006. Vol. 5. № 1. pp. 90-100.
5. Vogler L. E., Hoffmeyer J. A. A model for wideband HF propagation channels // Radio Science. 1993. Vol. 28. № 06. pp. 1131-1142.
6. Yang R. et al. Novel Wideband HF Communication System Based on NC-OFDM and Probabilistic Shaping // Sensors. 2025. Vol. 25. № 17. 5596.
7. Lv M. et al. High-Frequency Channel Modeling Based on the Multi-Source Ionospheric Assimilation Model // Remote Sensing. 2022. Vol. 14. № 17. 4133. Pegurri R. et al. Toward Digital Network Twins: Integrating Sionna RT in ns-3 // IEEE INFOCOM WKSHPS, London, 2025.
8. Zhang L. et al. Deep Reinforcement Learning for Adaptive Modulation in Beyond 5G HF Communications // IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking. 2024. Vol. 10. № 2. pp. 445-458.
9. Smith J., Doe A. Differentiable Ionospheric Ray Tracing for Real-Time HF Link Optimization // Journal of Space Weather and Space Climate. 2025. Vol. 15. A12.
10. Ivanov V. et al. Machine Learning-Based Multi-Parameter Adaptation for MIMO-HF Systems // Proceedings of the 2024 International Conference on Communications (ICC). pp. 1204-1210.
11. Peshkov, I. Novel Hybrid Processing Techniques for Wideband HF Signals Impaired by Ionospheric Propagation / I. Peshkov // Electronics. – 2025. – Vol. 14, No. 24. – P. 4829.

АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПРОГНОЗА УЩЕРБА ОТ ИСТОЧНИКОВ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ФАКТОРОВ ДЛЯ УЗЛОВ СЕТИ ВОЗДУШНОЙ РАДИОСВЯЗИ

А. В. Ананьев [1,2], В. А. Печкарев[2]

[1] Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Российский экономический университет имени Г.В. Плеханова (ФГБОУ ВО «РЭУ имени Г.В. Плеханова»), Воронеж, Россия
[2] Федеральное государственное казенное военное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» Министерства обороны Российской Федерации (ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе представлены алгоритмы оценки коэффициентов прогноза ущерба для узлов СВРС, включающая три алгоритма: оценки актуальности разведывательных данных, оценки коэффициентов при актуальных и устаревших разведывательных данных об источниках дестабилизирующих факторов со стороны противника. Актуальность разведывательных данных оценивается по алгоритму, разработанному на основе на теории массового обслуживания и марковских процессах, для оценки своевременности и достоверности разведывательных данных об источниках дестабилизирующих факторов. Для алгоритмов расчета коэффициента прогноза ущерба используется модель распространения радиоволн Лонгли-Райса. В условиях отсутствия актуальных разведданных разработан упрощенный алгоритм, базирующийся на дальности от линии боевого соприкосновения.

Ключевые слова: сеть воздушной радиосвязи, коэффициент прогноза ущерба, теория рисков

ALGORITHMS FOR ASSESSING THE DAMAGE PREDICTION COEFFICIENTS FOR AIR RADIO COMMUNICATION NETWORK NODES FROM SOURCES OF DESTABILIZING FACTORS

A. V. Ananjev[1,2], V. A. Pechkarev[1]

[1]Federal State-Funded Educational Institution of Higher Professional Education «Plekhanov Russian University of Economics» (RUE), Voronezh, Russia
[2]Federal State Official Military Educational Institution of Higher Professional Education Military Educational-Research Centre of Air Force «Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin» (MERC AF "AFA"), Voronezh, Russia

Abstract. The paper presents algorithms for estimating damage prediction coefficients for SVRS nodes, which include three algorithms: estimating the relevance of intelligence data, estimating coefficients based on current and outdated intelligence data about sources of destabilizing factors from the enemy. The relevance of intelligence data is estimated using an algorithm based on queueing theory and Markov processes to assess the timeliness and accuracy of intelligence data about sources of destabilizing factors. The Longley-Rice model of radio wave propagation is used for calculating the damage prediction coefficient. In the absence of up-to-date intelligence data, a simplified algorithm based on the distance from the combat line has been developed.

Keywords: air radio communication network, damage prediction coefficient, risk theory.

1. Введение

Развитие авиационных комплексов, особенно беспилотных систем, требует высокой надежности каналов воздушной радиосвязи. Эффективность их применения определяется устойчивостью сетей воздушной радиосвязи (СВРС) к дестабилизирующим факторам, нарушающим функционирование радиоэлектронных средств. Одной из основ их эффективного применения является выбор оптимального маршрута передачи данных. Как отмечено в работе [1], перспективным подходом при выборе оптимального маршрута является методология теории рисков, учитывающая как вероятность угроз, так и их последствия (ущерб) от источников дестабилизирующих факторов (ИДФ).

Коэффициент прогноза ущерба (детерминированная компонента технического риска) – это количественная оценка потенциального негативного последствия (ущерба) для узла сети воздушной радиосвязи в случае его поражения или компрометации в результате воздействия внешних дестабилизирующих факторов противника (метрика, оценивающая прогнозируемые потери при передаче данных между узлами СВРС под воздействием ИДФ). Она характеризует уязвимость узла от воздействия ИДФ и определяется на основе детерминированных (не стохастических) данных, таких как радио-доступность узла для средств противника, расстояние от линии боевого соприкосновения, тип и возможности средств поражения противника.

2. Оценка коэффициента прогноза ущерба передачи данных для узлов сети воздушной радиосвязи пилотируемых и беспилотных авиационных комплексов

Оценка коэффициента прогноза ущерба передачи данных для узлов СВРС пилотируемых и беспилотных авиационных комплексов осуществляется по шагам, представленным на рисунке 1.

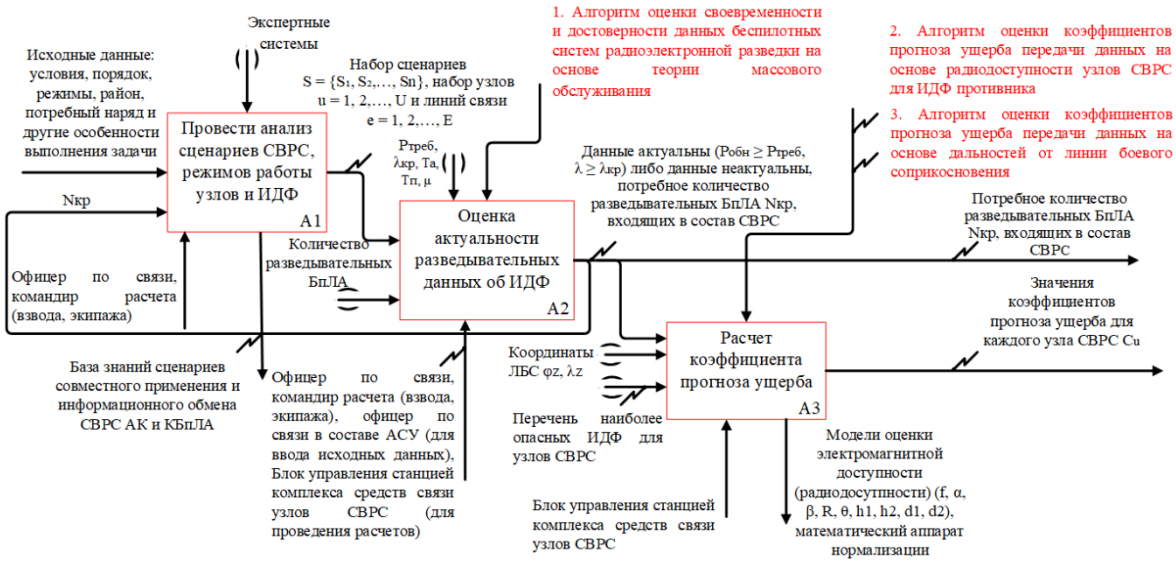


Рис. 1. Оценка коэффициента прогноза ущерба передачи данных для узлов СВРС пилотируемых и беспилотных авиационных комплексов в IDEF0

Для заполнения пробела в научно-методического аппарата в части сведений о вариантах функционирования СВРС, например, при совместном применении пилотируемых авиационных комплексов (АК) и беспилотных летательных аппаратов (БпЛА), которые не позволяют сформировать полноценные сценарии совместного

применения и для получения исходных данных для расчетов, осуществляются шаги в части анализа сценариев совместного применения и информационного обмена СВРС, режимов работы узлов СВРС, по результатам которых определяются набор узлов U и каналов (ребер графа) E, а также возможные дестабилизирующие факторы, влияющие на СВРС.

Основным математическим аппаратом для оценки коэффициента прогноза ущерба является радиодоступность на основе модели Лонгли-Райса, для которой необходимо обладать актуальными (неустаревшими) разведывательными данными об источниках дестабилизирующих факторов (ИДФ). Актуальность (не устаревание) разведывательных данных об ИДФ определяется за счет оценки своевременности и достоверности данных беспилотных систем радиоэлектронной разведки на основе теории массового обслуживания. В случае наличия устаревших разведывательных данных, оценка коэффициента прогноза потерь при передаче информации для узлов СВРС осуществляется за счет выбора ИДФ, для которых узлы СВРС наиболее уязвимы и определения для этого ИДФ минимального расстояния от линии боевого соприкосновения (ЛБС).

3. Алгоритм оценки своевременности и достоверности разведывательных данных на основе теории массового обслуживания

Современные беспилотные системы (БС) радиоэлектронной разведки (РЭР), представленные разведывательными узлами СВРС, позволяют обнаруживать, распознавать и идентифицировать местоположение источников дестабилизирующих факторов. Эффективность работы БС РЭР по оценке устаревания разведывательных данных об ИДФ сводится к оценке своевременности передачи координат ИДФ и определению достоверности, повышение которой достигается увеличением количества и качества целевого оборудования разведывательных узлов. Устаревание данных носит дискретный характер в силу периодичности их поступления, что требует оценки необходимого интервала обновления. При обнаружении ИДФ узлом БС РЭР (например, БпЛА) информация в течение некоторого времени передается в центр принятия решений. Введены допущения: расположение ИДФ заранее не известно, процесс обнаружения отдельным БпЛА является случайным и описывается пуассоновским потоком; информация об ИДФ остается актуальной ограниченное время, после чего устаревает, причем поток потери актуальности также пуассоновский; процесс разведки длится достаточно долго для выхода в стационарный режим. С учетом этих допущений может быть определена актуальность разведывательной информации об ИДФ противника.

Введем следующие обозначения: N – количество БпЛА (узлов), участвующих в разведке; M – количество разведываемых ИДФ противника, если они неизвестны, то число ИДФ, по которым необходимо поддерживать актуальную информацию, чтобы считать, что имеющаяся информация считается актуальной; λ – интенсивность обнаружения, получения и успешной передачи информации об ИДФ одним БпЛА, интенсивность получения информации для всей сети БпЛА, согласно теореме о сложении потоков событий, будет равна $N\lambda$; T_a – среднее время сохранения актуальности информации об ИДФ, если они разные, то это средневзвешенное время, рассчитанное на основе времен актуальности информации для каждого ИДФ пропорционально их количеству; T_n – среднее время передачи информации об ИДФ; m – индекс суммирования, обозначающий количество объектов, по которым есть актуальная информация.

На основании двух последних параметров можно определить интенсивность потери актуальной информации для одного ИДФ.

$$\mu = \left. \frac{1}{T_a - T_n} \right|_{T_n \le T_a} . \qquad (1)$$

Выражение (1) позволяет количественно оценить, как быстро уменьшается актуальность разведданных. Чем меньше время сохранения актуальности T_a, тем выше интенсивность устаревания μ. Например, если противник быстро меняет дислокацию, то разведданные нужно обновлять чаще. Чем дольше T_n, тем выше интенсивность устаревания μ. Например, канал передачи коротких сообщений время, увеличивает время передачи информации об ИДФ. Если $T_n \ge T_a$, то представленная формула теряет смысл, так как информация устаревает еще до ее получения. Поэтому для выражения (1) действует ограничение: $T_n \le T_a$.

Перейдем к модели, основанной на случайных марковских процессах. Введем следующие состояния: S_k – состояние, когда имеется актуальная информация об k ИДФ, S_0 – это состояние системы, в котором нет актуальной разведывательной информации ни об одном из отслеживаемых объектов (ИДФ). Тогда процесс получения и устаревания информации об ИДФ можно смоделировать марковским процессом гибели и размножения, граф состояний которого приведен на рисунке 2.

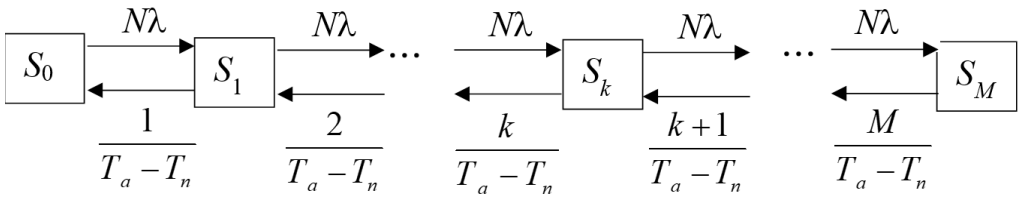


Рис. 2. Граф состояний процесса получения и устаревании разведданных

Определим вероятности состояний P_k, имеющие смысл вероятности того, что в произвольный момент времени имеется актуальная информация о k ИДФ, $k = 0..M$. Для этого находим вероятность отсутствия информации для всех объектов:

$$P_0 = \left[\sum_{m=0}^{M} \frac{\left(N\lambda(T_a - T_n)\right)^m}{m!} \right]^{-1} . \qquad (2)$$

Выражение (2) определяет стационарную вероятность состояния S_0, то есть вероятность того, что в системе нет ни одной актуальной разведанной ни об одном из M объектов, а затем вероятности всех оставшихся состояний:

$$P_k = P_0 \cdot \frac{\left[N\lambda(T_a - T_n)\right]^k}{k!} = \frac{\left[N\lambda(T_a - T_n)\right]^k}{k! \cdot \sum_{m=0}^{M} \frac{\left(N\lambda(T_a - T_n)\right)^m}{m!}} . \qquad (3)$$

Представленное выражение показывает, насколько полно система разведки обеспечивает актуальной информацией. Например, 10 разведывательных БпЛА осуществляют разведку 8 ИДФ с интенсивностью λ = 0,3 час$^{-1}$ при времени сохранения актуальной информации T_a = 2 часа, $P_8 \approx 0{,}122$, то есть всего 12,2 % вероятности того, что данные по всем 8 целям являются актуальными.

Как было сказано ранее, будем считать информацию достоверной, если

информация о всех M объектах является актуальной. Вероятность этого равна:

$$P_M = \frac{\left[N\lambda(T_a - T_n)\right]^M}{M! \cdot \sum_{m=0}^{M} \frac{\left(N\lambda(T_a - T_n)\right)^m}{m!}}. \quad (4)$$

Формула (3) является общим случаем и вычисляет вероятность наличия актуальных данных ровно для k любых целей, тогда как формула (4) представляет собой частный случай формулы (3) при $k = M$ и вычисляет вероятность наличия актуальных данных одновременно для всех M целей. Другими словами Формула (3) описывает «Какова вероятность, что у нас есть данные по какому-то количеству целей?», а формула (4): «Какова вероятность, что у нас есть данные по всем целям сразу?».

В связи с этим, вероятность получения достоверной информации P_M можно интерпретировать как некоторый показатель критерия достоверности: чем выше вероятность обнаружения и получения актуальной информации о всех необходимых объектах, тем выше значения критерия достоверности $P_{кр}$.

С другой стороны, интенсивность обнаружения, получения и успешной передачи информации об объекте одним узлом λ может служить показателем своевременности: скорость разведки объектов противника напрямую влияет на поддержание имеющейся информации на актуальном уровне и выполнению боевой задачи.

Таким образом, разведывательные данные являются актуальными (не устаревшими) тогда и только тогда, когда $P_M > P_{кр}$ и $\lambda > \lambda_{кр}$. В случае, когда $P_M \le P_{кр}$ и $\lambda \le \lambda_{кр}$, либо $P_M > P_{кр}$ и $\lambda \le \lambda_{кр}$, либо $P_M \le P_{кр}$ и $\lambda > \lambda_{кр}$, то разведывательные данные признаются устаревшими. На основе указанных правил (критериев) выбирают соответствующий алгоритм расчета коэффициента прогноза ущерба для узлов СВРС.

На практике имеется значение $P_{кр} \approx 0{,}85$, а минимальная интенсивность обнаружения, получения и успешной передачи информации об ИДФ одним БпЛА $\lambda_{кр}$, можно получить путем решения уравнения:

$$P_{кр} = P_M(N, \lambda_{кр}) = \frac{\left[N\lambda_{кр}(T_a - T_n)\right]^M}{M! \cdot \sum_{m=0}^{M} \frac{\left(N\lambda_{кр}(T_a - T_n)\right)^m}{m!}}, \quad (5)$$

где $P_M(N, \lambda_{кр})$ – целевая функция системы, зависящая от двух управляемых параметров: количества узлов N и их производительности λ. Выражение (5) определяет минимальную производительность ($\lambda_{кр}$) каждого разведывательного узла, при которой вся сеть обеспечивает требуемую вероятность ($P_{кр}$) наличия актуальных данных по всем целям одновременно.

Рассмотрим способ повышения актуальности разведывательных данных. На основании модели (4) можно рассчитать минимальное количество узлов сети $N_{кр}$, которое необходимо использовать для того, чтобы с вероятностью не менее $P_{кр}$ поддерживать в актуальном состоянии информацию о M ИДФ. Для этих целей необходимо решать трансцендентное уравнение относительно параметра $N_{кр}$ вида:

$$P_{кр} = \frac{\left[\lambda(T_a - T_n)\, floor(N_{кр})\right]^M}{M! \cdot \sum_{m=0}^{M} \frac{\left(\lambda(T_a - T_n)\, floor(N_{кр})\right)^m}{m!}}, \qquad (6)$$

где $floor(N_{кр})$ – функция округления аргумента до ближайшего меньшего целого. Она позволяет формировать целые значения при расчете $N_{кр}$.

На основе вышеизложенного можно сформировать алгоритм оценки своевременности и достоверности разведывательной информации об ИДФ (рисунок 3).

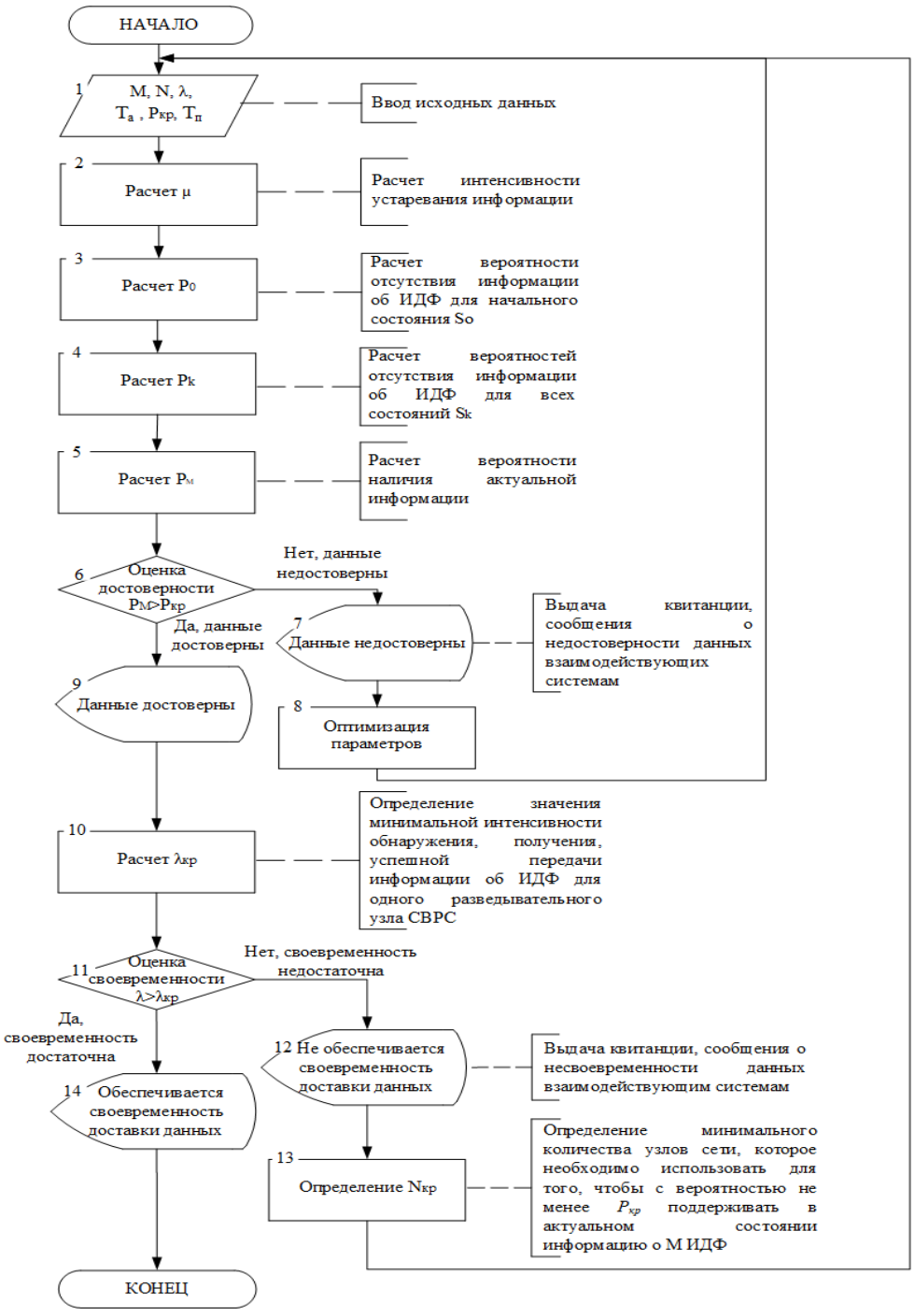


Рис. 3. Алгоритм оценки своевременности и достоверности разведывательной информации об ИДФ

В случае получения квитанции (сообщения) о том, что «данные недостоверны» и «не обеспечивается своевременность доставки данных», то принимаем факт того, что разведывательные данные об ИДФ не являются актуальными.

4. Алгоритм оценки коэффициентов прогноза ущерба передачи данных на основе радиодоступности узлов СВРС для ИДФ противника

Одним из ключевых факторов реализации угроз СВРС является обнаружение их работы в радиоэфире. С учетом указанных ограничений примем, что коэффициент прогноза ущерба передачи данных для узлов СВРС, сопутствующих передаче информации равен уровню ослабления сигнала L_u [-дБм] по отношению к излучаемой мощности передатчиком воздушных узлов связи в точке приема средства ИДФ. Так как данный коэффициент при оценке рисков умножается на безразмерный вероятностный показатель рисков, коэффициент прогноза ущерба необходимо нормализовать. Учитывая, что уменьшение значения радиодоступности для СВРС снижает коэффициент прогноза ущерба, то используем нормализацию методом максимина.

Исходя из вышеизложенного, представим коэффициент прогноза ущерба передачи информации для узлов СВРС в виде выражения:

$$C_u = \frac{\mathrm{L}_u - \min(\mathrm{L}_u)}{\max(\mathrm{L}_u) - \min(\mathrm{L}_u)}, \qquad (7)$$

где L_u – параметр радиосигнала, характеризующий общее ослабление распространения радиоволн, уровни сигнала u-го узла СВРС. Фактически, коэффициент C_u представляет собой радиодоступность *u*-го узла для ИДФ.

Выполнение алгоритма ограничено следующими условиями: узлы СВРС работают с равной минимальной мощностью излучения; поляризации антенн узлов СВРС и средства ИДФ согласованы; средство ИДФ – фиксированная точка в пространстве.

Принимая во внимание функциональные характеристики узлов СВРС и средства ИДФ, учитывая высоты антенных систем и рельеф местности, целесообразно применение модели распространения радиоволн Лонгли-Райса [1] для проведения вычислительных процедур. Недостатки представленной модели можно нивелировать путем использования матрицы высот для района выполнения задачи. Модель Лонгли-Райса для u-го узла СВРС позволяет получить результаты значений общих потерь сигнала по формуле [2]:

$$L_u = 20\log_{10}(d_u) + 20\log_{10}(f) + 20\log_{10}\left(\frac{\lambda}{2\cdot\sqrt{\frac{d1_u + d1_u}{d1_u \cdot d2}}}\right) + 20\log_{10}(kR^a) + 20\log_{10}(|\cos\theta|), \qquad (8)$$

где d – расстояние u-го узла СВРС до средства ИДФ (м), f – несущая частота передачи информации (МГц), θ – это угол между векторами поляризации передающей и приемной антенн (град), k, α – коэффициенты, зависящие от частоты сигнала, полученные из ITU-R P.838 (например, для частоты для частоты 975 МГц: k = 0.0055, α = 1.19), R – интенсивность дождя, d_1 – расстояние между u-м узлом СВРС и препятствием (м), d_2 – расстояние между препятствием и средством ИДФ (м), λ – длина волны (м).

В формуле (8) отсутствует ослабление, вызванное поглощением радиоволн атмосферными газами, которые необходимо учитывать в высокочастотном диапазоне от 24,25 ГГц до 52,6 ГГц, что не относиться к диапазону рабочих частот узлов СВРС.

Расчет ослабления радиоволны дифракции зависит от угла закрытия радиогоризонта, показателя зоны Френеля.

Представим алгоритм оценки коэффициентов прогноза ущерба передачи данных на основе радиодоступности узлов СВРС для ИДФ противника на рисунке 4.

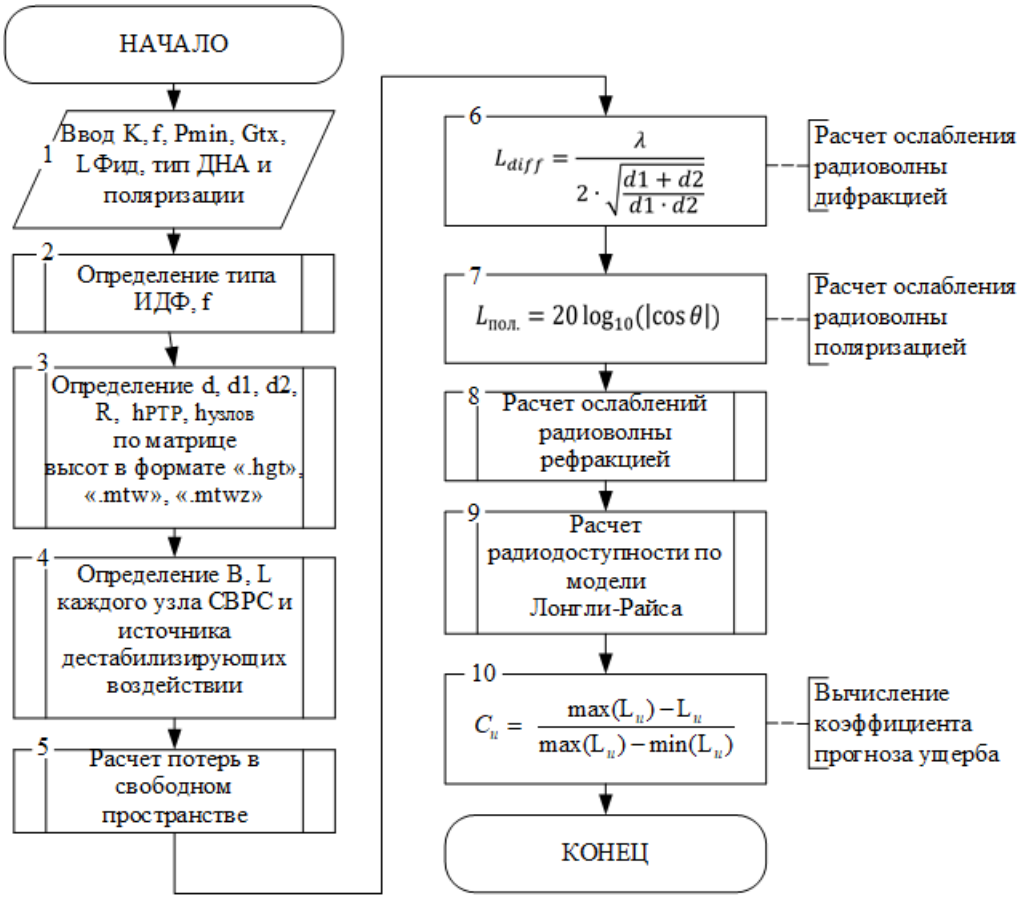


Рис. 4. Алгоритм оценки коэффициентов прогноза ущерба передачи данных на основе радиодоступности узлов СВРС для ИДФ противника

5. Алгоритм оценки коэффициентов прогноза ущерба передачи данных на основе дальностей от линии боевого соприкосновения

В случае отсутствия актуальных разведывательных данных об ИДФ, то есть, $T_{обнV} > T_{обнтреб} \wedge T_{обни} > T_{обнтреб}$, с неизвестными $M_V(t) = h_V(t),\ x_V(t),\ y_V(t)$, оценка коэффициентов прогноза ущерба для узлов СВРС осуществляется на основе дальностей от линии боевого соприкосновения (ЛБС) по следующим процедурам:

1. Определяются пространственные данные об узлах СВРС $M_u = (h_u, x_u, y_u)$, а именно, абсолютные высоты, координаты в любой системе координат, используемой в ВС РФ (СК-42, ПЗ-90-11, ПЗ-90-2).

2. Осуществляется выбор ИДФ, для которых узлы СВРС наиболее уязвимы. В данной процедуре осуществляется выбор ИДФ, которые могут нанести больший вред (по сравнению с другими) для узлов СРВС. Такие ИДФ можно взять из работы [3].

3. Определение минимального расстояния выбранного ИДФ до ЛБС.

Определение минимальных расстояний ИДФ до ЛБС осуществлялось по выражению:

$$D_V = \min_{z=1}^{Z-1}(\arccos(\sin(B_V)\cdot\sin(B_z) + \cos(B_V)\cdot\cos(B_z)\cdot\cos(L_z - L_V))), \qquad (7)$$

где (B_V, L_V) – координаты ИДФ в радианах, (B_Z, L_Z) – координаты z-й точки ЛБС в радианах, z – количество точек ЛБС, полученных из слоя геоинформационной системы, $z = 1 \ldots Z$.

Исходные данные координат ИДФ (X_V, Y_V) и ЛБС (X_z, Y_z) брались из картографической подложки геоинформационной системы (ГИС) в течение одного месяца с интервалом в одни сутки.

Далее осуществлялось преобразование полученных координат ЛБС в радианы $\left(\frac{x_V \cdot 3.14}{180}, \frac{y_V \cdot 3.14}{180}\right), \left(\frac{x_z \cdot 3.14}{180}, \frac{y_z \cdot 3.14}{180}\right)$.

3. С учетом выбранного ИДФ и его дальности до ЛБС осуществляется расчет радиодоступности узлов СРВС для данного ИДФ на основе модели Лонгли-Райса по (8).

4. Осуществляется определение коэффициента прогноза ущерба для узлов СВРС по (7).

Алгоритм оценки коэффициентов прогноза ущерба передачи данных на основе дальностей от линии боевого соприкосновения представлен на рисунке 5.

Рис. 5. Алгоритм оценки коэффициентов прогноза ущерба передачи данных на основе дальностей от линии боевого соприкосновения

6. Заключение

Разработан комплекс алгоритмов для оценки коэффициента прогноза ущерба узлам сети воздушной радиосвязи. Предложенный алгоритм оценки актуальности разведданных, основанный на марковских процессах, позволяет перейти от эвристических методов к строгой вероятностной оценке, необходимой для оценки устаревания разведывательных данных об ИДФ и для обоснования требуемого количества разведывательных беспилотных систем в СВРС. Расчет коэффициента прогноза ущерба связан с физическими параметрами распространения сигнала и осуществляется на основе модели Лонгли-Райса, которая, обеспечивает необходимую

точность за счет учета влияния рельефа и атмосферы. В сценариях с неполной или устаревшей информацией об ИДФ предложен упрощенный алгоритм, использующий в качестве косвенного показателя уязвимости расстояние от линии боевого соприкосновения. Совокупность разработанных алгоритмов создает методическую основу для численной оценки коэффициента прогноза ущерба для узлов СВРС от ИДФ.

Литература

1. Ананьев А. В., Моисеев С. И., Печкарев В. А. Метод ситуационного управления режимами и маршрутизацией в воздушных сетях связи на основе теории рисков // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции (15–17 апреля 2025 г.) Т. 2. / Воронежский государственный университет. Воронеж, 2025. – С. 89-99.
2. S. Kasampalis, P I Lazaridis, Z D Zaharis, A. Bizopoulos, S. Zettas, J. Cosmas. Сравнение моделей распространения Longley-Rice, ITU-R P.1546 и Hata-Davidson для прогнозирования покрытия DVB-T // Международный симпозиум IEEE 2014 по широкополосным мультимедийным системам и вещанию. – 2014 Пекин. Китай. 2014. – С. 1-4.
3. Ломакин А. Ф., Школьный С. И. Моделирование поля DVB-T в условиях городской застройки // Научно-технической вестник информационных технологий, механики и оптики. 2012, № 6. С. 53-58Поспелов Д.А. Ситуационное управление. Теория и практика. М.: ЛЕНАНД. – 2021. – 288 с.
4. Ананьев А. В., Харченко Т. В., Печкарев В. А. Сравнительный анализ возможностей современных и перспективных средств радиоэлектронной борьбы ведущих зарубежных стран по воздействию на воздушные сети связи // Воздушно-космические силы. Теория и практика. № 34, 2025 [Электронный ресурс] URL: https://vva.mil.ru/Izdaniay/VKS-teoriya-i-praktika (дата обращения 03.03.2026 г.).

References

1. Ananyev A. V., Moiseev S. I., Pechkarev V. A. A Method for Situational Management of Modes and Routing in Air Communication Networks Based on Risk Theory // Radar, Navigation, Communication: Proceedings of the XXXI International Scientific and Technical Conference (April 15–17, 2025) Vol. 2. / Voronezh State University. Voronezh, 2025. – Pp. 89–99.
2. S. Kasampalis, P. I. Lazaridis, Z. D. Zaharis, A. Bizopoulos, S. Zettas, J. Cosmas. Comparison of Longley-Rice, ITU-R P.1546 and Hata-Davidson propagation models for DVB-T coverage prediction // 2014 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting. – 2014 Beijing, China. 2014. – Pp. 1-4.
3. Lomakin A. F., Shkolny S. I. Modeling of the DVB-T Field in Urban Environments // Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics. – 2012, No. 6. – Pp. 53-58.
4. Ananyev A. V., Kharchenko T. V., Pechkarev V. A. Comparative Analysis of the Capabilities of Modern and Advanced Electronic Warfare Systems of Leading Foreign Countries to Impact Air Communication Networks // Aerospace Forces. Theory and Practice. No. 34, 2025 [Electronic resource] URL: https://vva.mil.ru/Izdaniay/VKS-teoriya-i-praktika (accessed 03.03.2026).

ПРЕОДОЛЕНИЕ ПОРОГОВЫХ ЯВЛЕНИЙ В РАЗРЕЖЕННЫХ КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЯХ НА ОСНОВЕ ПОСТОБРАБОТКИ СИНДРОМОВ ДЛЯ КЛАССИЧЕСКИХ И КВАНТОВЫХ СИСТЕМ

А.В. Башкиров[1], М. В. Хорошайлова[1], А.С. Демихова[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В данной работе рассматривается проблема оптимизации процесса согласования ключей в условиях переменного уровня ошибок (QBER) и разреженных кодовых конструкций. Предложен гибридный алгоритм постобработки, интегрирующий классический каскадный протокол Cascade с механизмом бинарного поиска и верификацию четности на основе клеточных автоматов. Представлен алгоритм, обеспечивающая адаптивное переключение между режимами грубой и тонкой коррекции. Проведен сравнительный анализ модификаций протокола, в ходе которого экспериментально подтверждено, что предложенный подход позволяет сократить объем служебной информации до 15% по сравнению с классическим Cascade, сохраняя при этом устойчивость к высокому уровню ошибок (до 20%). Разработанное решение ориентировано на применение в защищенных каналах связи, включая сценарии с беспилотными платформами и турбулентной атмосферой.

Ключевые слова: квантовое распределение ключей, постобработка, коррекция ошибок, квантовый уровень ошибок (QBER), производительность

OVERCOMING THRESHOLD PHENOMENA IN SPARSE CODE CONSTRUCTIONS BASED ON POSTPROCESSING OF SYNDROMES FOR CLASSICAL AND QUANTUM SYSTEMS

A.V. Bashkirov[1], M. V. Khoroshailova[1], A.S. Demikhova[1]

[1] Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. This paper considers the problem of optimizing the key matching process in conditions of variable error rate (QBER) and sparse code structures. A hybrid postprocessing algorithm is proposed that integrates the classic Cascade protocol Cascade with a binary search mechanism and parity verification based on cellular automata. An algorithm is presented that provides adaptive switching between coarse and fine correction modes. A comparative analysis of protocol modifications was carried out, during which it was experimentally confirmed that the proposed approach reduces the amount of service information by up to 15% compared with the classic Cascade, while maintaining resistance to high error rates (up to 20%). The developed solution is focused on applications in secure communication channels, including scenarios with unmanned platforms and a turbulent atmosphere.

Keywords: quantum key distribution, post-processing, error correction, quantum error rate (QBER), performance

1. Введение

Современный этап развития информационных технологий характеризуется возрастающими требованиями к защите конфиденциальных данных. Поэтому особую актуальность приобретают системы квантового распределения ключей (КРК), предлагающие принципиально новые подходы к обеспечению информационной безопасности

Процесс постобработки в КРК включает два критически важных этапа: коррекцию ошибок и усиление конфиденциальности. Первый этап направлен на устранение расхождений в ключах легитимных пользователей, возникших из-за неидеальности оборудования и шумов в канале связи. Второй этап позволяет уменьшить объем потенциальной утечки информации, которую мог получить перехватчик в процессе квантовой передачи. Выбор оптимальных алгоритмов для реализации этих этапов является нетривиальной задачей, поскольку необходимо найти компромисс между скоростью обработки данных, эффективностью исправления ошибок и минимизацией используемых ресурсов [1,2]. Особенно остро эта проблема стоит при работе с разреженными кодовыми конструкциями и при наличии пороговых явлений, где эффективность стандартных решений может существенно снижаться. Именно для преодоления указанных ограничений здесь предлагается оптимизированный алгоритм постобработки, базирующийся на совместном использовании каскадного протокола и клеточных автоматов. Предложенная оптимизация позволяет адаптировать процесс коррекции к текущему уровню ошибок, сохраняя высокую производительность даже при неблагоприятных условиях канала связи.

2. Механизм коррекции и анализ эффективности каскадного протокола согласования ключей

Каскадный протокол (Cascade) зарекомендовал себя как один из наиболее эффективных методов коррекции ошибок в системах квантового распределения ключей. Ниже представлена реализация этого протокола, отличающаяся простотой практического воплощения и высокой результативностью.

Бинарный подход. В ситуациях, когда исходные последовательности A и B содержат нечетное количество ошибочных битов, легитимные пользователи (Алиса и Боб) могут задействовать механизм интерактивного бинарного поиска для локализации ошибки. Данная процедура требует передачи по открытому каналу не более чем $[log_2 n]$ бит и реализуется следующим образом:

- Алиса направляет Бобу значение четности для первой половины своей последовательности.
- Боб определяет, присутствует ли нечетное количество ошибок в соответствующей половине его последовательности.
- Обнаруженная половина последовательно подвергается дальнейшему делению пополам с повторением описанной процедуры до тех пор, пока ошибочная позиция не будет однозначно идентифицирована.

Бинарная верификация (BICONF). Синтез бинарного подхода и метода верификации порождает комбинированный алгоритм BICONF, обладающий способностью корректировать множественные ошибки. Алгоритм функционирует путем s-кратного запуска процедуры верификации. При каждом обнаружении подмножества с различающимися четностями последовательностей Алисы и Бога активируется механизм бинарного поиска для локализации и исправления ошибки. Вероятностная характеристика $\Delta_s(l|e)$, описывающая успешность исправления l ошибок при их исходном количестве e, формализуется следующим выражением:

$$\Delta_s(l|e) = \begin{cases} \binom{s}{l} 2^{-s}, \text{ если } l \neq e \\ \sum_{j=e}^{s} \binom{j=1}{e=1} 2^{-j}, \text{ если } l = e \end{cases}. \quad (1)$$

Функционирование Cascade строится на проведении нескольких раундов (проходов), количество которых предварительно согласовывается участниками на основе параметра p, характеризующего ожидаемый уровень ошибок. Обозначим исходные последовательности Алисы и Боба как $A = A_1, A_2, \ldots, A_n$ и $B = B_1, B_2, \ldots, B_n$ соответственно, где $A_i, B_i \in \{0,1\}$.

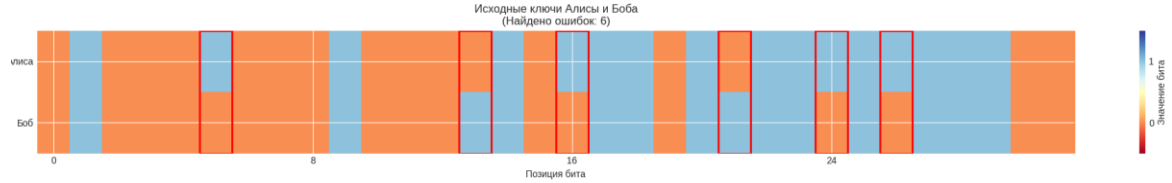
Первый проход. Участники выбирают размер блока k_1 и сегментируют свои последовательности на блоки по k_1 бит. Блок с номером v в первом проходе формируется из битов, позиции которых принадлежат интервалу $K_v^{(1)} = \{l | (v-1)k_1 < l \leq vk_1\}$. Алиса вычисляет и передает Бобу четности всех своих блоков. Для каждого блока, где четность Боба не совпадает с полученной, применяется бинарный алгоритм для поиска и исправления ошибки. По завершении этого этапа все блоки Боба характеризуются четным количеством ошибок (включая нулевое).

Последующие проходы ($i > 1$). Для каждого следующего прохода i выбирается новый размер блока k_i и случайная функция f_i: $[1..n] \rightarrow [1..\lceil n/k_i \rceil]$. Блок j в проходе i формируется из битов, удовлетворяющих условию $K_j^{(i)} = \{l | f_i(l) = j\}$. Алиса передает Бобу значения четности для всех сформированных блоков. При обнаружении несовпадения четностей для блока $K_j^{(i)}$ запускается бинарный поиск для локализации и исправления ошибки на позиции $l \in K_j^{(i)}$.

Ключевая особенность протокола проявляется после исправления ошибки: все блоки из предыдущих проходов $K_v^{(u)}$ (где $1 \leq u < i$), содержавшие позицию l_l, теперь приобретают нечетное количество ошибок. Формируется множество K таких блоков. Далее участники выбирают наименьшие блоки из K и повторно применяют к ним бинарный поиск для обнаружения дополнительных ошибок. После исправления очередной ошибки на позиции l' вычисляется симметрическая разность $K' = B \triangle K$, где B — множество всех блоков, содержащих позицию l'. Процесс продолжается итеративно до тех пор, пока множество K' не станет пустым, что сигнализирует об отсутствии блоков с нечетным числом ошибок и завершении текущего прохода [3].

На рисунке 1 приведен пример работы каскадного алгоритма для длины ключа в 32 бита, уровень ошибок (QBER): 15% (0.15), начальный размер блока: 8 бит, сгенерированное количество ошибок: 5 ошибок (15.6% от длины ключа)

Верхний график на рисунке 1 отображает исходное состояние ключей до начала коррекции. Последовательность Алисы представлена в верхнем ряду в синей цветовой гамме, где темно-синий цвет соответствует значению бита 1, а голубой — значению 0. Последовательность Боба расположена в нижнем ряду в красной гамме, где темно-красный означает бит 1, а светло-красный — бит 0. Красными прямоугольниками выделены позиции с расхождениями. Анализ показывает, что ошибки присутствуют в позициях 11, 17, 20, 21 и 29. В позиции 11 при значении Алисы 1 у Боба зафиксирован 0, в позиции 17 при значении Алисы 0 у Боба 1, в позиции 20 при Алисе 1 у Боба 0, в позиции 21 при Алисе 0 у Боба 1 и в позиции 29 при Алисе 0 у Боба 1.



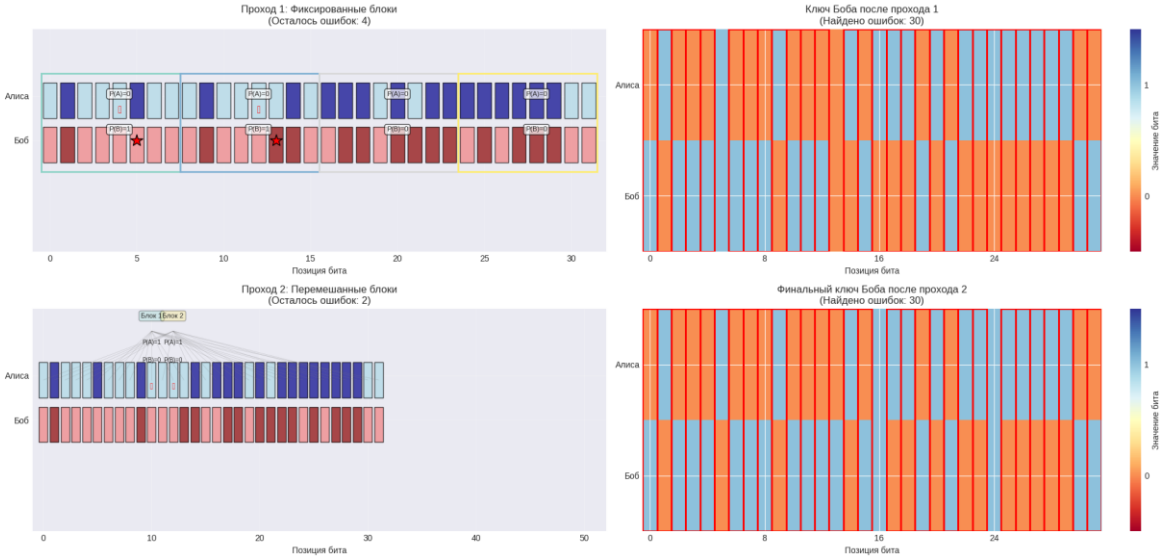


Рис. 1. Визуальное представление работы каскадного алгоритма

На графике второго прохода представлен механизм перемешивания битов для формирования новых блоков увеличенного размера. Случайная перестановка генерирует новые блоки размером 16 бит, при этом визуализация показывает связи между исходными позициями и новыми блоками. Первый блок второго прохода включает индексы 23, 8, 30, 5, 17, 14, 1, 19, 28, 11, 2, 25, 12, 31, 18, 6. Его четность Алисы составляет 1, четность Боба — 0, что указывает на несовпадение. Второй блок включает индексы 7, 22, 9, 13, 16, 3, 0, 27, 24, 29, 4, 26, 10, 15, 20, 21 с четностью Алисы 1 и четностью Боба 0, что также дает несовпадение. Особый интерес представляет второй блок, который содержит сразу три оставшиеся ошибки. При обнаружении несовпадения четностей запускается бинарный поиск, который находит первую ошибку в позиции 20. После ее исправления все блоки из первого прохода, содержащие эту позицию, приобретают нечетное количество ошибок, что позволяет обнаружить парную ошибку в позиции 21. Процесс продолжается до полного исправления всех ошибок, включая позицию 29. На визуализации найденные ошибки отмечены красными звездочками.

3. Параметрическая оптимизация и сравнительный анализ

В ряде реализаций Cascade после завершения двух начальных проходов активируется итеративный алгоритм BICONF, представляющий собой гибрид бинарного поиска и метода верификации. Алгоритм функционирует следующим образом: на каждой итерации участники независимо формируют случайное подмножество битов из своих последовательностей, после чего вычисляют и обмениваются значениями четности для этих подмножеств [4]. При обнаружении несовпадения четностей запускаются два дихотомических поиска одновременно: первый — для выбранного подмножества, второй — для его дополнения (то есть множества битов, не вошедших в исходную выборку). Такой симметричный подход позволяет удвоить вероятность обнаружения ошибок за одну итерацию.

Процесс формирования случайных подмножеств в оригинальной спецификации не регламентирован строго. В предлагаемой реализации выбор осуществляется путем проведения независимых испытаний Бернулли с вероятностью успеха 1/2 для каждого бита фрейма. Математически это означает, что для последовательности длины n формируется случайная маска $M \in \{0,1\}^n$, где каждый бит маски независимо принимает значение 1 с вероятностью 0.5. Результирующее подмножество $S = \{i \mid M_i = 1\}$ и его

дополнение $\bar{S} = \{i \mid M_i = 0\}$ имеют приблизительно равный размер, что обеспечивает сбалансированность поиска.

Алгоритм продолжает генерацию новых случайных подмножеств на каждой итерации и завершает работу при выполнении одного из двух условий: достижении фиксированного максимального числа итераций (например, s = 10) или после s последовательных итераций, не выявивших новых ошибок.

Для количественной оценки производительности модификации BICONF был проведен вычислительный эксперимент, показанный на рисунке 2. Генерировались случайные последовательности длиной n = 10000 бит с уровнем ошибок p = 0.1. Сравнивались три подхода: классический Cascade с фиксированными блоками, Cascade с BICONF (s = 10) и однопроходный протокол с размером блока, равным половине длины фрейма.

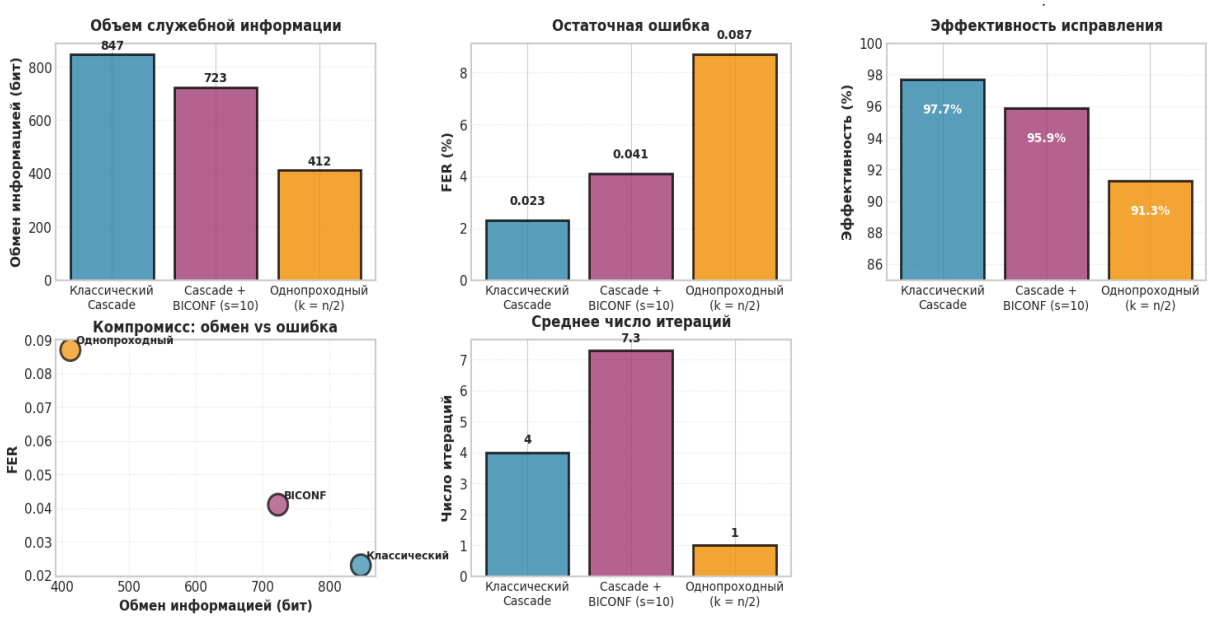


Рис. 2. Сравнительный анализ модификаций протокола Cascade

Как демонстрируют результаты, модификация BICONF позволяет сократить объем обмена информацией приблизительно на 15% по сравнению с классическим Cascade (723 бита против 847), однако ценой этого становится заметное увеличение частоты кадровых ошибок (Frame Error Rate, FER) с 0.023 до 0.041. Это объясняется тем, что вероятностный характер формирования подмножеств может приводить к пропуску некоторых ошибок, особенно при их высокой плотности. Интересно отметить, что однопроходный протокол с блоком размером n/2, будучи наиболее экономичным по объему обмена (412 бит), демонстрирует и наихудшую корректирующую способность (FER = 0.087).

Одиночный проход Cascade с размером блока, равным половине длины фрейма ($k_i = \lceil n/2 \rceil$), функционально эквивалентен одной итерации BICONF. Это открывает возможность комбинированного подхода: использование крупных блоков на ранних проходах для быстрого исправления грубых ошибок с последующим применением BICONF для «тонкой» очистки остаточных расхождений.

Для наглядного представления работы предложенного оптимизированного алгоритма, интегрирующего протокол Cascade и клеточные автоматы для финальной коррекции, разработана следующая блок-схема, показанная на рисунке 3.

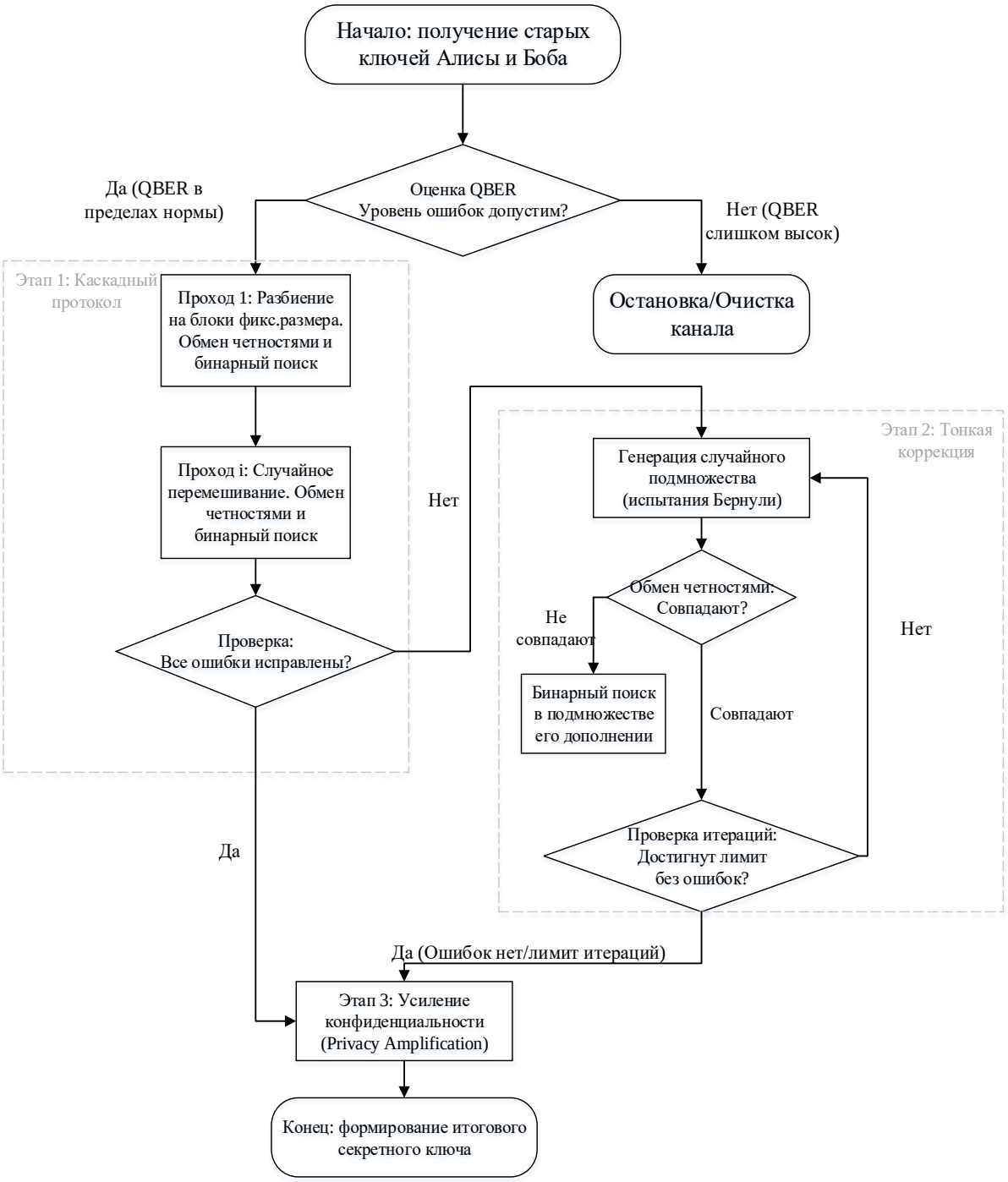


Рис. 3. Оптимизированный алгоритм постобработки данных в КРК

Основным преимуществом представленной блок-схемы является ее адаптивность и многоуровневость, что позволяет системе гибко реагировать на изменяющиеся условия канала связи и выбирать наиболее эффективную стратегию коррекции в зависимости от текущей ситуации. Встроенная проверка уровня ошибок на входе предотвращает бесполезную трату вычислительных ресурсов и времени в условиях чрезмерно высокого шума, когда коррекция заведомо невозможна или небезопасна. Комбинирование быстрых, но ресурсоемких каскадных проходов с более экономичным, но итеративным алгоритмом BICONF позволяет достичь оптимального баланса между скоростью обработки и полнотой исправления ошибок: грубые и множественные ошибки эффективно устраняются на ранних этапах крупными блоками, в то время как

разреженные остаточные расхождения обрабатываются на поздних стадиях с минимальными накладными расходами на служебный обмен. Кроме того, использование в BICONF одновременного поиска в подмножестве и его дополнении удваивает эффективность каждой итерации, что является значительным улучшением по сравнению с классическими методами последовательного перебора. Таким образом, блок-схема описывает не просто статичную последовательность действий, а интеллектуальную систему управления процессом постобработки, способную самостоятельно принимать решения о переходе между режимами коррекции, что в конечном итоге обеспечивает высокую итоговую скорость генерации ключа и его криптографическую стойкость даже в условиях нестабильного квантового канала.

4. Заключение

Предложенный оптимизированный алгоритм, базирующийся на совместном использовании протокола Cascade и клеточных автоматов, представляет собой гибридное решение, позволяющее динамически переключаться между режимами грубой и тонкой коррекции, что обеспечивает более высокую отказоустойчивость системы в условиях переменного уровня шума. Разработанная блок-схема алгоритма и визуализация процессов дают полное представление о логике работы предложенного метода. Благодаря своей адаптивности и эффективности данный алгоритм находит широкое применение в современных системах квантовой криптографии, где используется для защиты критически важных каналов связи в государственных и корпоративных сетях передачи данных, требующих высочайшего уровня безопасности. Особую значимость алгоритм представляет в проектах по построению квантовых сетей (QKD-сетей) и квантового интернета, где множественные узлы коммутации работают в условиях меняющейся загрузки и разнородных шумовых характеристик оптических линий. Особую значимость алгоритм приобретает в тактических сценариях быстрого развертывания сетей связи экстренными службами или военными подразделениями, где беспилотники выступают мобильными ретрансляторами в условиях отсутствия стационарной инфраструктуры, а также в высокоскоростных полетах, где возникают эффекты пограничного слоя, создающие дополнительные искажения, и в условиях сильной атмосферной турбулентности, где адаптивная коррекция ошибок становится единственным способом сохранения секретности ключа. Благодаря способности работать с разреженными кодовыми конструкциями и выдерживать высокие пороговые уровни ошибок, достигающие двадцати процентов, данный алгоритм обеспечивает отказоустойчивость и непрерывность генерации секретного ключа в реальных полетных условиях, что делает его незаменимым компонентом перспективных систем защищенной связи на базе беспилотных платформ.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания «молодежная лаборатория» № FZGM-2024-0003

Литература

1. Башкиров, А. В. Оптимизация системы передачи информации от беспилотного летательного аппарата и повышение пропускной способности канала связи / А. В. Башкиров, М. В. Хорошайлова, А. С. Демихова // Вестник Воронежского института МВД России. – 2023. – № 4. – С. 140-148.

2. Portmann C. Security in Quantum Cryptography / C. Portmann, R. Renner// Reviews of Modern Physics. – 2022. – vol. 94 – p. 1611 – 1639
3. Bennett, C. H. Experimental quantum cryptography / C. H. Bennett, F. Bessette, G. Brassard, L. Salvail, J. Smolin// Journal of Cryptology. – 2001. – vol. 5. – pp. 3–28.
4. Разработка QC-LDPC-декодера с высокой пропускной способностью для 5G беспроводной радиосвязи / А. В. Башкиров, М. В. Хорошайлова, П. П. Чураков, Е. В. Турецкая // Радиотехника. – 2022. – Т. 86, № 7. – С. 14-19.

REFERENCES

1. Bashkirov, A.V. Optimization of the throughput system of aircraft for free by increasing the availability of information and communication capabilities / A.V. Bashkirova, M. V. Khoroshailova, A. S. Demikhovo // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia. – 2023. – No. 4. – pp. 140-148.
2. Portmann C. Security in Quantum Cryptography / C. Portmann, R. Renner// Reviews of Modern Physics. – 2022. – vol. 94 – p. 1611 – 1639
3. Bennett, C. H. Experimental quantum cryptography / C. H. Bennett, F. Bessette, G. Brassard, L. Salvail, J. Smolin// Journal of Cryptology. – 2001. – vol. 5. – pp. 3–28
4. Development of QC-LDPC-wireless radio bandwidth for decoration of high-speed 5G / A.V. Bashkirova, M. V. Khoroshailova, Very. Very. Churakova, N. V. Turky // Radio Engineering. – 2022. – Vol. 86, No. 7. – pp. 14-19.

О ВЕРОЯТНОСТНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИИ ЗАДЕРЖКИ ДЛЯ IEEE 802.11 DCF СЕТЕЙ

А.В. Зюльков

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Для модели протокола DCF канального уровня насыщенной сети изучена самоподобная структура вероятностного распределения времени передачи данных и получены точное и приближенное выражения для распределения. Проведено сравнение с результатами моделирования.

Ключевые слова: протокол DCF, функция распределения задержки, самоподобие

ON PROBABILISTIC DISTRIBUTION OF DELAY FOR IEEE 802.11 DCF NETWORKS

A.V. Zyulkov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. For the DCF protocol model of the link layer of a saturated network, the self-similar structure of the probabilistic distribution of data transmission time is studied and exact and approximate expressions for the distribution are obtained. Comparison with simulation results.

Keywords: DCF protocol, delay distribution function, self-similarity.

1. Введение

В работе [1] предложена базовая модель оценки производительности конкурентного доступа для протоколов канального уровня насыщенных IEEE 802.11 сетей на основе марковских цепей. Различные модификации и дополнения ее использовались и могут применяться для анализа характеристик сетей с приоритетным обслуживанием [2 и др.]; ненасыщенных сетей [3 и др.]; Wi-Fi сетей интернета вещей [4 и др.]; сетей высокой плотности [5 и др.] и т.д.

В большинстве работ, посвященных анализу MAC уровня IEEE 802.11 сетей исследуется их производительность в зависимости от модификации протокола, его параметров, ограничений и дополнительных наложенных условий. Реже изучается время передачи сообщений ω(задержка d) и их вероятностно-временные характеристики (обычно среднее значение и иногда дисперсия). При этом в литературе показано, что разброс значений ω относительно среднего, по крайней мере в модели [1], велик, так что для корректного использования модели требуется полное вероятностное описание. Кроме того, оно необходимо при анализе протоколов для приложений критичных к задержкам, например, IEEE802.11p, где требуется знать достоверность передачи кадра данных с задержкой, не более заданной [6, 7 и др.].

В литературе [8-10 и др.] построены вероятностные модели протоколов канального уровня и получены выражения для производящей функции ω, однако их обращение возможно лишь численно. В этой связи представляет интерес аналитическое выражение для функции распределения ω, хотя бы для некоторых частных случаев, которое позволит

- подробно изучить самоподобную структуру распределения вероятностей;
- предложить аппроксимации вероятностных распределений ω и других вероятностно-временных характеристик протокола;

- оценить возможность использования предложенных соотношений на основе их сравнения с результатами моделирования.

Решению этих задач для передачи пакетов фиксированной длительности по протоколу DCF в насыщенной сети с использованием модели [1] посвящена настоящая работа.

2. Вероятностная модель времени передачи кадра

Результаты вероятностного описания задержек обслуживания пакетов стандарта IEEE 802.11 с применением метода производящих функций получены в работах [8-10 и др.] . Там найдены производящие функции задержки передачи кадра данных в насыщенной сети с распределенной функцией управления и базовым типом доступа в отсутствии шумов, помех и скрытых станций. При этом делаются практически стандартные в таких случаях предположения о постоянстве вероятностей коллизии p и передачи τ во временном слоте (минимальном временном интервале) длительностью σ.

Способы нахождения p и τ в цитированной литературе, существенно различаются, тем не менее, окончательные результаты практически полностью совпадают с точностью до обозначений при приведении их к одинаковым условиям.

В работе рассматривается механизм множественного доступа с контролем несущей (CSMA), детали которого описаны, например, в [1]. Для рассматриваемой модели время обслуживания пакета ω представляется [11] в виде суммы

$$\omega = T_s + \sum_{j=1}^{n_c} T_{c,j} + \tau_B, \tag{1}$$

где T_s и $T_{c,j}$ – времена успешной передачи и коллизии в j-том акте передачи; n_c – число коллизий; τ_B – суммарное время отсрочки передачи (backoff). Предполагается, что T_s, T_c – независимые, равномерно распределенные случайные величины с производящими функциями $G_{T_s}(z)$ и $G_{T_c}(z)$ соответственно, а n_C – геометрически распределенная случайная величина с распределением вероятностей $(1-p)p^r$.

Согласно модели, при фиксированном числе r повторных передач $\tau_B = \sum_{j=1}^{\omega_r} \xi_j$, где ξ – длительность виртуального слота, т.е. время между двумя последовательными уменьшениями счетчика обратного отсчета, с производящей функцией $G_\xi(z) \equiv E(z^\xi)$, а ω_r – число виртуальных слотов, которое узел ждет прежде чем осуществить $r+1$ попытку передачи пакета. Таким образом, τ_B представляет собой сумму случайного числа ω_r случайных величин ξ_j, ввиду независимости которых справедливо соотношение $G_{\tau_B}(z) = G_{\omega_r}(G_\xi(z))$. Выражение для производящей функции временной задержки может быть представлено в виде [9]

$$G_\omega(z) = (1-p)G_{T_s}(z)\sum_{r=0}^{+\infty}(pG_{T_c}(z))^r G_{\omega_r}(G_\xi(z)); \tag{2}$$

$$G_\xi(z) = p_s G_{T_s}(z) + p_c G_{T_c}(z) + p_e z^\sigma; \tag{3}$$

$$G_{\omega_r}(z) = \begin{cases} G_r'(z), & r \le m, \\ G_m'(z)G_r''(z), & r > m; \end{cases} \tag{4}$$

$$G'_r(z) = [W_0(1-z)2^{r/2}]^{-(r+1)} \prod_{i=0}^{r} (1 - z^{W_i}); \quad W_i = 2^i W; \tag{5}$$

$$G''_r(z) = [W_m(1-z)]^{-(r-m)} (1 - z^{Wm})^{2(r-m)}. \tag{6}$$

Здесь p_s, p_c, p_e – вероятности успешной передачи, коллизии сторонних станций и свободного канала, рассчитывающиеся для числа узлов n на основе известных p и τ, $p_s + p_c + p_e = 1$; W_i – длительность отсрочки передачи после $i \le m$ коллизий; m – максимальное число увеличений длительности отсрочки передачи. Соотношение (2) получено для «бесконечно настойчивого пользователя», неограниченно повторяющего попытки передачи кадра.

Вероятность задержки передачи кадра данных, превышающей t, описывается дополнительной функцией распределения $1 - F_\omega(t)$, $F_\omega(t) = P(\omega < t)$, которую в [8, 9] получают путем численного обращения производящей функции.

На рисунках 1,2 приведены графики дополнительной функции распределения и распределения вероятности задержек передачи кадров данных, полученных с помощью разработанной программы моделирования, для кадров фиксированной длины и числа станций в сети, изменяющегося от 10 до 100.

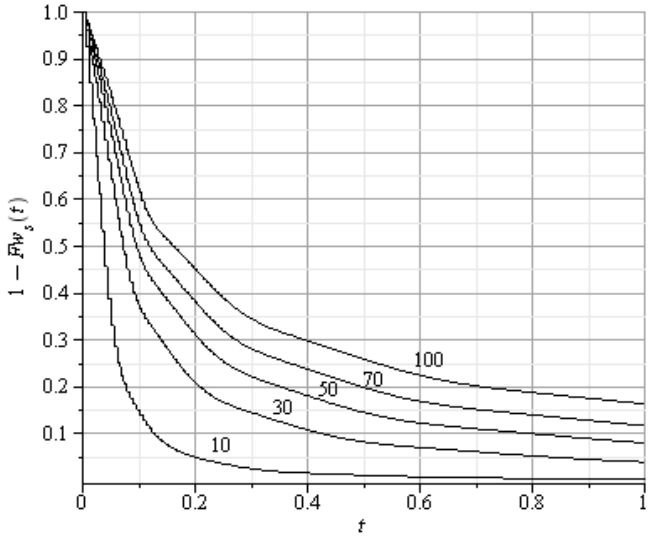


Рис. 1. Дополнительная функция распределения времени обслуживания информационных кадров длиной 600 байт при числе терминалов n = 10, 30, 50, 70, 100

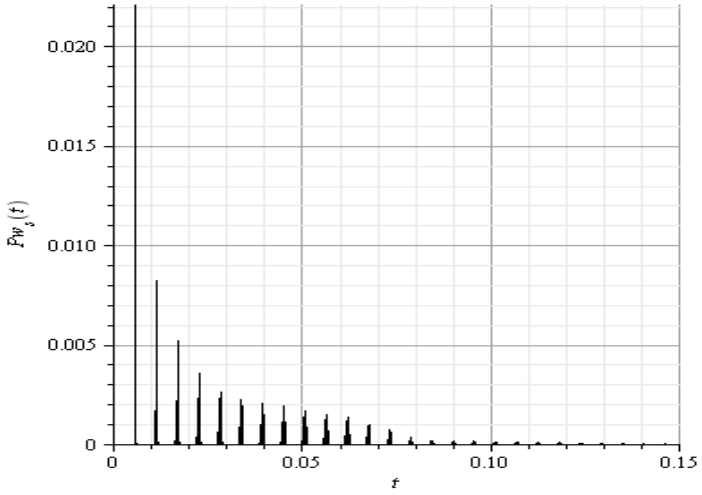


Рис. 2. Распределение вероятности времени обслуживания кадров данных для 10 узлов

3. Тонкая структура распределения

Аналитические исследования вероятностных распределений задержки передачи кадра данных, выполненные как на основе простой вероятностной модели [11, 12] так и с помощью механизма производящих функций [8, 9], обладают рядом недостатков. Анализ результатов этих работ показывает, что использование модели [11] не позволяет описать тонкую структуру вероятностных распределений. Использование соотношений (2)-(6) и численное осуществление обратного Z–преобразования, имея ввиду сложность полученных соотношений и необходимость строгого контроля точности, представляет собой нетривиальную задачу. Кроме того, получающиеся при этом результаты ненаглядны и неудобны в применении.

Станция стандарта 802.11 может начать передачу только в начале каждого виртуального слота. Данное требование протокола весьма важно, т.к. приводит к дискретности вероятностного распределения задержек. Минимальной временной единицей выступает длительность пустого виртуального слота σ. Возможные задержки сосредоточены на дискретном рекуррентном множестве, имеющем самоподобную структуру, детальное понимание которой существенно для дальнейших рассуждений.

Используем следующую терминологию. Структуру и пики рисунка 2 будем называть структурой и пиками второго порядка. В большем масштабе по времени структура первого пика рисунка 2 приведена на рисунке 3 (логарифмический масштаб по оси ординат), построенном по результатам моделирования.

Будем называть соответствующую структуру и пики нулевым порядком. Первый пик второго порядка содержит W_0 пиков нулевого порядка, которые соответствуют успешной передаче станции с первой попытки, при условии, что все виртуальные слоты оказались пустыми (не было передач сторонних станций), т.е. задержка от начала отсчета времени составит $T_s + e\sigma$, $e \in [0, W_0 - 1]$.

Все остальные пики второго порядка имеют сложную структуру и состоят из нескольких пиков первого порядка, в которые объединяются пики нулевого порядка. Задержки этих пиков первого порядка $T_s + sT_s + cT_c$, где $s, c \in N$ и $s + c + 1$ – номер пика рисунке 2. Описанная структура пиков характерна для базового типа доступа, когда $T_s \approx T_c$; $T_s, T_c >> \sigma$; $\sigma << T_s - T_c << T_s, T_c$.

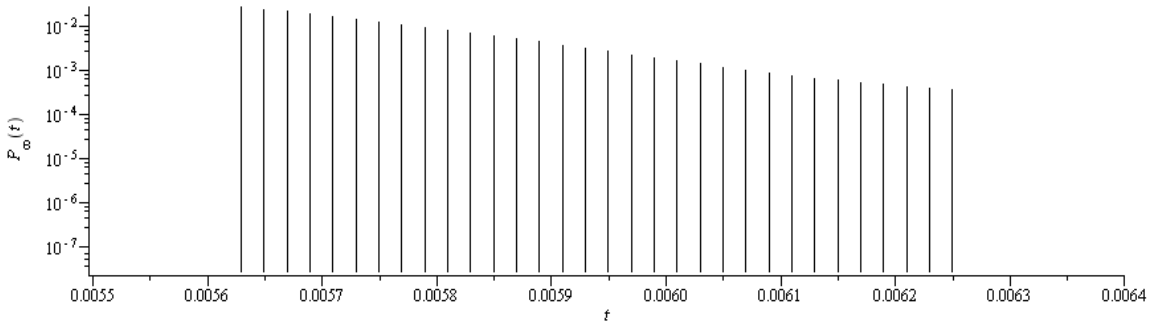


Рис. 3. Детальная структура первого пика второго порядка распределения вероятности

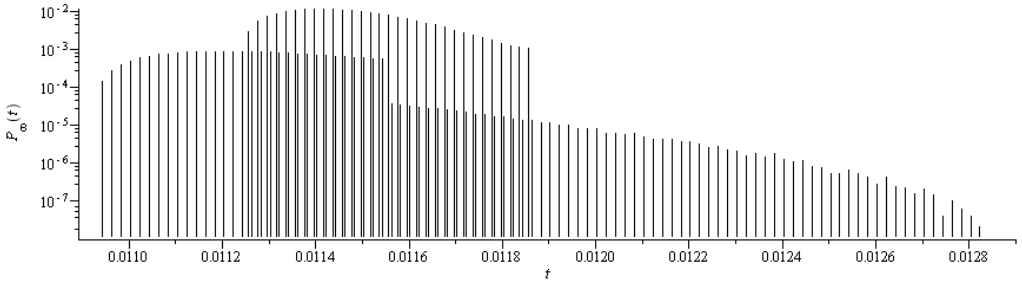


Рис. 4. Детальная структура второго пика второго порядка распределения вероятности

Второй пик второго порядка рисунка 4 состоит из двух пиков первого порядка с задержками $T_s + T_c$, $2T_s$ соответственно. Причем, число пиков нулевого порядка в пике первого порядка, задержанном на $2T_s$, равно $W_0 - 1$. Их образуют те кадры, которые в процессе передачи не испытывали коллизии и задержаны сверх времени успешной передачи T_s только на время T_s из-за занятости канала успешной передачей между сторонними станциями и длительность backoff $e\sigma$, $e \in [1, W_0 - 1]$. На рисунке 4 этот пик первого порядка расположен во временном отрезке [0.0112, 0.0119], и вероятности соответствующих ему событий выше остальных. Пик же первого порядка, задержанный на T_c сверх T_s, состоит из двух частей. Первая ($W_0 - 1$ пиков нулевого порядка, временной отрезок [0.0109, 0.0116]) образована кадрами с бесколлизионной передачей выделенной станции. Соответствующая задержка произошла из-за коллизий между сторонними станциями, поэтому окно задержки имеет длительность $W_0 - 1$. Вторая составляющая пика, на рисунке 4 она попадает во временной интервал [0.0115, 0.0129], связана с коллизией выделенной станции, что приводит к выбору задержки backoff из отрезка $[0, 2W_0 - 1]$, а так же к возможной комбинации задержки из этого окна с задержкой из окна бесколлизионной передачи. Таким образом, максимальное число пиков нулевого порядка в соответствующей части пика первого порядка равно $3W_0 - 1$. Аналогичную вложенную самоподобную структуру имеют и следующие пики рисунка 4.

4. Аналитическая модель распределения.

Получим аналитическое выражение для вероятности передачи кадра данных постоянной длины. В этом случае времена передачи и коллизии являются константами, и соотношение (3) может быть переписано в виде

$$G_{\xi}(z) = p_s z^{T_s} + p_c z^{T_c} + p_e z^{\sigma}. \qquad (7)$$

Эта производящая функция соответствует обобщенно-бернуллиевской случайной величине с вероятностями исходов p_s, p_c, p_e и соответствующими значениями T_s, T_c, σ. Производящая функция $G'_r(z)$ (5) соответствует сумме r дискретных случайных величин, равномерно распределенных на интервалах удваивающейся длительности $[0, W_i - 1]$, $0 \le i \le r \le m$. Функция $G''(z)$ (6) соответствует сумме $r - m$ равномерно распределенных на $[0, W_m - 1]$ дискретных случайных величин.

Таким образом, производящая функция $G_{\omega_r}(G_{\xi}(z))$ соответствует смеси [13] случайных величин, т.е. сумме случайного числа обобщенно-бернуллиевских случайных величин с производящей функцией (7). Смесь представляет собой обобщенно-биномиальную случайную величину со случайной длиной серии испытаний, которая приближенно аппроксимируется гауссовской случайной величиной при $r > m$.

Благодаря свойству дискретности временных задержек, для любого момента времени N существует лишь конечное число точек $t < N$, вероятность которых отлична от нуля. Значение функции распределения в точке N может быть представлено выражением

$$F(N) = \sum_{t<N} P(\omega = t). \qquad (8)$$

Каждая задержка обслуживания кадра однозначно определяется
числом коллизий r выделенной станции с вероятностью p;
числом коллизий c сторонних станций вероятностью p_c;

числом успешных передач s сторонних станций вероятностью p_s;

числом пустых (свободных от передач) слотов e вероятностью p_e.

На основе изложенного, с учетом распределения обобщенно-биномиальной случайной величины, для функции распределения задержек можно записать следующее соотношение

$$F(N) = (1-p)\sum_{j=0}^{n_2} \sum_{r+c+s=j} p^r p_s^s p_c^c \sum_{e=0}^{e_0} \frac{(e+c+s)!}{e!c!s!} p_e^e P_{\omega_r}(j+e), \qquad (9)$$

где n_2 – число учитываемых пиков второго порядка, которое находится из соотношения $n_2 = \max(i : T_s + iT_c < N)$. e_0 – максимально возможное число пустых слотов такое, что суммарное время $r+c+s+e_0$ не превышает N. Оно задается выражением $e_0 = \min(T_r - c - s - 1, N - \tilde{N})$, где T_r – максимальное число пустых слотов в интервале времени до N, $\tilde{N} = T_s + (r+c)T_c + sT_s$ – время, занятое коллизиями и успешными передачами. $P_{\omega_r}(x)$ – распределение вероятности для числа слотов при r коллизиях. Формула (9) может быть переписана в следующем, более удобном для практических расчетов, виде

$$F(N) = (1-p)\sum_{j=0}^{n_2} \sum_{r=0}^{j} p^r \sum_{c=0}^{r-j} p_c^c p_s^{j-r-c} \sum_{e=0}^{e_0} \frac{(e+j-r)!}{e!c!(j-r-c)!} p_e^e P_{\omega_r}(j+e). \qquad (10)$$

Все временные задержки в выражениях (9),(10) нормированы на длительность пустого слота σ.

Остановимся более подробно на структуре распределения $P_{\omega_r}(x)$. Число временных интервалов x_i, выбираемое станцией на i-той стадии возврата, является равномерно распределенной случайной величиной. Следуя модели [5], общее число временных интервалов ω_r с момента первой попытки передачи и до $r+1$ попытки составляет

$$\omega_r = \sum_{i=0}^{r} x_i \text{ при } r \le m, \ \omega_r = \sum_{i=0}^{m} x_i + \sum_{i=m+1}^{r} x_m \text{ при } r > m. \qquad (11)$$

Ввиду того, что все x_i независимые дискретные случайные величины, распределение вероятности $P_{\omega_r}(x)$ представимо в виде свертки распределений величин x_i, и является кусочно-гладким. На рисунке 5 кусочно-линейными кривыми приведены графики $P_{\omega_r}(x)$ для случая $W_0 = 32$ и $r = 0, 1, 2, 3$. Заметим, что распределение $P_{\omega_r}(x)$ полностью определяется способом выбора отсрочки передачи и может быть легко переопределено в случае его изменения. Последний факт позволяет использовать формулу (10) для сравнения эффективности функционирования различных алгоритмов отсрочки в насыщенных сетях.

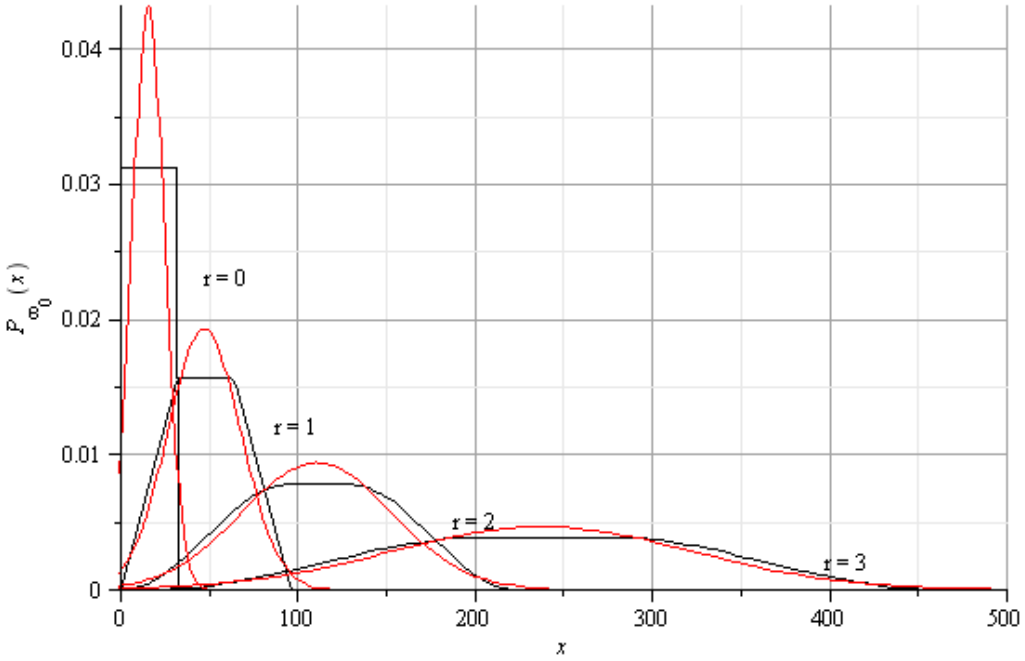


Рис. 5. Плотности вероятности $P_{\omega_r}(x)$ случайной величины ω_r для $r = 0, 1, 2, 3$ и их гауссовские аппроксимации.

Явные выражения для распределения $P_{\omega_r}(x)$ при увеличении числа коллизий становятся громоздкими и неудобны в применении, однако, для достаточно больших r, в соответствии с предложенной аппроксимацией, распределение $P_{\omega_r}(x)$ стремится к гауссовскому с соответствующей нормировкой и параметрами

$$\mu(r) = -\frac{1}{2}r - \frac{1}{2} + 2^r W_0 - \frac{1}{2}W_0, \text{ при } r \le m;$$

$$\sigma^2(r) = -\frac{1}{12}r + \frac{1}{9}4^r W_0^{\,2} - \frac{1}{12} - \frac{1}{36}W_0^{\,2}, \text{ при } r \le m;$$

$$\mu(r) = -\frac{1}{2}m - \frac{1}{2} + 2^m W_0 - \frac{1}{2}W_0 + (r-m)(2^{m-1}W_0 - \frac{1}{2}), \text{ при } r > m;$$

$$\sigma^2(r) = -\frac{1}{12}m4^m W_0^{\,2} + \frac{1}{9}4^m W_0^{\,2} - \frac{1}{12} - \frac{1}{36}W_0^{\,2} + \frac{1}{12}r4^m W_0^{\,2} - \frac{1}{12}r, \text{ при } r > m;$$

На рисунке 5 показана аппроксимация $P_{\omega_r}(x)$ гауссовским распределением при $r = 0, 1, 2, 3$. Как видно из рисунка, уже при $r = 3$ погрешность становится незначительной.

На рисунке 6 приведено сравнение дополнительных функций распределения задержки доставки кадра. Сплошной кривой нанесена эмпирическая функция, построенная на основе выборки данных моделирования, а дискретными символами – функция $1 - F(N)$, полученная с использованием (10). При расчетах для $P_{\omega_r}(x)$, $r \ge 2$ применялась аппроксимация гауссовским распределением. Хорошее совпадение результатов подтверждает обоснованность использования сделанных предположений.

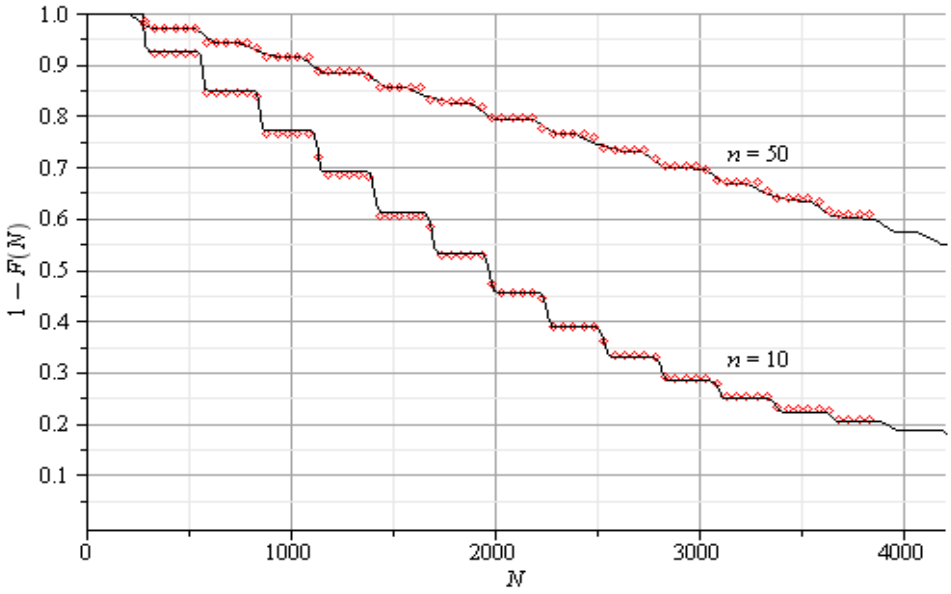


Рис. 6. Дополнительная функция распределения задержки передачи кадра данных. Сплошная кривая – моделирование, дискретные символы – расчет по формуле (10) с использованием гауссовской аппроксимации.

5. Заключение

Таким образом в работе при сделанных предположениях получено явное выражение для функции распределения длительности передачи кадра на канальном уровне протокола DCF с использованием модели [1] и известных [4,5] выражений для производящей функции. Изучена тонкая самоподобная структура функции распределения. Получены простые аналитические соотношения для среднего значения и дисперсии числа виртуальных слотов ω_r до очередной попытки передачи пакета. Предложенная аппроксимация функции распределения хорошо согласуется с результатами моделирования. Полученные результаты позволяют изучить сложную структуру величин возможных задержек передачи и предложить полезные упрощенные соотношения для их вероятностного описания.

Литература

1. Bianchi G., Performance analysis of the IEEE 802.11 distributed coordination function // IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 18, no. 3,pp. 535-547, Mar. 2000.
2. Bianchi G., Tinnirello I., Scalia L. Understanding 802.11e Contention-Based Prioritization Mechanisms and Their Coexistence with Legacy 802.11 Stations // IEEE Network • July/August 2005, pp. 28-34
3. Malone D., Duffy K., Leith D. Modeling the 802.11 Distributed Coordination Function in Nonsaturated Heterogeneous Conditions// IEEE/ACM TRANSACTIONS ON NETWORKING, VOL. 15, NO. 1, FEBRUARY 2007, pp. 159-172
4. Khorov E., Lyakhov A., Krotov A., Guschin A. A survey on IEEE 802.11ah: An enabling networking technology for smart cities// Computer Communications 58 (2015) pp. 53–69
5. Khorov E., Kiryanov A., Lyakhov A, Bianchi G. A Tutorial on IEEE 802.11ax High Efficiency WLANs// IEEE COMMUNICATIONS SURVEYS & TUTORIALS, VOL. 21, NO. 1, FIRST QUARTER 2019, pp. 197-216
6. Yao Y, Hu Y.,Yang G., Zhou X., On MAC Access Delay Distribution for IEEE802.11p Broadcast in Vehicular Network// IEEE Access, vol. 7, pp. 149052–149066, 2019

7. Hu L., Wang H., Zhao Y. Performance Analysis of DSRC-Based Vehicular Safety Communication in Imperfect Channels// IEEE Access, vol. 8, pp. 107399–107408, 2020.
8. Sakurai T., Vu H.L. MAC access delay of IEEE 802.11 DCF // IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 6, no. 5, pp. 1702–1710, May 2007.
9. Zanella A. Statistical Characterization of the Service Time in Saturated IEEE 802.11 Networks// IEEE Commun. Lett. - Mar. 2005. - Vol. 9, No. 3. - pp. 225-227.
10. Dai L., Sun X., A unified analysis of IEEE 802.11 DCF networks: Stability, throughput and delay// IEEE Trans. Mobile Comput., vol. 12,no. 8, pp. 1558–1572, Aug. 2013.
11. Partis P. Delay Distribution Analysis of the RTS/CTS mechanism of IEEE 802.11//31st IEEE Conference on Local Compute Networks -Nov. 2006. - pp. 404-410.
12. Partis P. Delay Distribution Analysis of IEEE 802.11 with Variable Packet Length//Proc. of the 65th IEEE Vehicular Technology Conference 2007 (VTC2007-Spring) -Apr. 2007. - pp 830-834.
13. Феллер В. Введение в теорию вероятностей и ее приложения М.: МИР, 1964.-499 с.

REFERENCES

1. Bianchi G., Performance analysis of the IEEE 802.11 distributed coordination function // IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 18, no. 3,pp. 535-547, Mar. 2000.
2. Bianchi G., Tinnirello I., Scalia L. Understanding 802.11e Contention-Based Prioritization Mechanisms and Their Coexistence with Legacy 802.11 Stations // IEEE Network • July/August 2005, pp. 28-34
3. Malone D., Duffy K., Leith D. Modeling the 802.11 Distributed Coordination Function in Nonsaturated Heterogeneous Conditions// IEEE/ACM TRANSACTIONS ON NETWORKING, VOL. 15, NO. 1, FEBRUARY 2007, pp. 159-172
4. Khorov E., Lyakhov A., Krotov A., Guschin A. A survey on IEEE 802.11ah: An enabling networking technology for smart cities// Computer Communications 58 (2015) pp. 53–69
5. Khorov E., Kiryanov A., Lyakhov A, Bianchi G. A Tutorial on IEEE 802.11ax High Efficiency WLANs// IEEE COMMUNICATIONS SURVEYS & TUTORIALS, VOL. 21, NO. 1, FIRST QUARTER 2019, pp. 197-216
6. Yao Y, Hu Y.,Yang G., Zhou X., On MAC Access Delay Distribution for IEEE802.11p Broadcast in Vehicular Network// IEEE Access, vol. 7, pp. 149052–149066, 2019
7. Hu L., Wang H., Zhao Y. Performance Analysis of DSRC-Based Vehicular Safety Communication in Imperfect Channels// IEEE Access, vol. 8, pp. 107399–107408, 2020.
8. Sakurai T., Vu H.L. MAC access delay of IEEE 802.11 DCF // IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 6, no. 5, pp. 1702–1710, May 2007.
9. Zanella A. Statistical Characterization of the Service Time in Saturated IEEE 802.11 Networks// IEEE Commun. Lett. - Mar. 2005. - Vol. 9, No. 3. - pp. 225-227.
10. Dai L., Sun X., A unified analysis of IEEE 802.11 DCF networks: Stability, throughput and delay// IEEE Trans. Mobile Comput., vol. 12,no. 8, pp. 1558–1572, Aug. 2013.
11. Partis P. Delay Distribution Analysis of the RTS/CTS mechanism of IEEE 802.11//31st IEEE Conference on Local Compute Networks -Nov. 2006. - pp. 404-410.
12. Partis P. Delay Distribution Analysis of IEEE 802.11 with Variable Packet Length//Proc. of the 65th IEEE Vehicular Technology Conference 2007 (VTC2007-Spring) -Apr. 2007. - pp 830-834.
13. Feller V. Vvedenie v teoriyu veroyatnostey i ee prilocheniya M.: MIR, 1964.-499 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА СИСТЕМЫ СВЯЗИ С УМЕНЬШЕННЫМ ПИК-ФАКТОРОМ МНОГОЧАСТОТНОГО OFDM-СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БЛОКОВ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО КАНАЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ

А. В. Леньшин, М. Н. Ирмагамбетов

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Разработана имитационная модель радиопередающего устройства OFDM-системы связи, использующей блоки предварительного канального кодирования для уменьшения пик-фактора OFDM-сигнала. Приведено аналитическое выражение для определения максимального значения пик-фактора OFDM-сигнала с использованием предварительного канального кодирования. Приведены результаты имитационного моделирования выборочной функции распределения пик-фактора CCDF с помощью различных функций предварительного кодирования (DFT, DHT, DST, DCT, FWHT). Показано, что пик-фактор OFDM-сигнала зависит не только от вида функции предварительного кодирования, ее позиционности, количества используемых поднесущих частот, но и от вида используемой цифровой модуляции.

Ключевые слова: многочастотный OFDM-сигнал, пик-фактор сигнала, предварительное канальное кодирование, имитационная модель, радиопередающее устройство.

SIMULATION OF A RADIO TRANSMISSION DEVICE OF A COMMUNICATION SYSTEM WITH A REDUCED PEAK FACTOR OF A MULTI-FREQUENCY OFDM SIGNAL USING PRE-CHANNEL CODING BLOCKS

A. V. Lenshin, M. N. Irmagambetov

Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. A simulation model of an OFDM radio transmission device has been developed, which uses pre-channel coding blocks to reduce the peak factor of the OFDM signal. An analytical expression is given for determining the maximum value of the peak factor of an OFDM signal using pre-channel encoding. The results of simulation modeling of the selective CCDF peak factor distribution function using various precoding functions (DFT, DHT, DST, DCT, FWHT) are presented. It is shown that the peak factor of an OFDM signal depends not only on the type of precoding function, its positionality, and the number of subcarrier frequencies used, but also on the type of digital modulation used.

Keywords: multi-frequency OFDM signal, peak signal factor, pre-channel coding, simulation model, radio transmission device.

1. Введение

Увеличения пропускной способности систем связи и передачи данных можно добиться с помощью технологии ортогонального мультиплексирования частотных поднесущих (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [1, 2]. Технология OFDM используется при передаче данных по линиям электропередачи (PLS), в цифровом аудиовещании (DAB) и цифровом телевизионном вещании (DVB), в стандартах WiMAX IEEE 802.16d/e/m, ETSI HIPERLAN/2, беспроводные сетях WLAN,

IEEE 802.11n/ac/ad/ax (Wi-Fi 4/5/6), Wi-Gig, в системах передачи ADSL, LTE-Advanced, 4G LTE, UWB, Flash-OFDM, бортовом комплексе средств связи С-111 истребителя Су-57, стандарте MIL-STD-188-100 и обеспечивает на 30…50 % большую частотную эффективность по сравнению с традиционными методами [3, 4].

Основными преимуществами технологии OFDM являются способность противостоять многолучевому распространению, устойчивость к узкополосным помехам и частотно-селективным замираниям, увеличение битовой скорости передачи данных с помощью использования различных схем модуляции [1]. Вместе с тем, OFDM-сигналы обладают существенным недостатком – высоким значением пик-фактора (отношения пиковой мощности к средней) OFDM-сигнала, наличие которого повышает требования к линейности используемого участка передаточной характеристики усилителя мощности передатчика для обеспечения безискаженной передачи радиосигналов, что в свою очередь приводит к увеличению потребляемой усилителем энергии, увеличению его массогабаритных показателей и значительному недоиспользованию выходной мощности [5].

Высокий пик-фактор OFDM-сигнала приводит к увеличению вероятности появления битовой ошибки принимаемого сигнала, приводит к необходимости применения усилителей с большим динамическим диапазоном усиления, что приводит в конечном итоге к снижению КПД передатчика, требует увеличения разрешения цифро-аналоговых (ЦАП) и аналогово-цифровых (АЦП) преобразователей, а также повышения линейного диапазона усилителей для недопущения возникновения интермодуляционных искажений и внеполосных излучений.

2. Постановка задачи исследования

Структурная схема передатчика OFDM-сигнала представлена на рисунке 1. На рис. 1 обозначено [1, 2]: ИС – информационные символы; MUX – мультиплексор; ФКА – формирователь комплексных амплитуд; ОБПФ – блок обратного быстрого преобразования Фурье; ЗИ – защитные интервалы; DMUX – демультиплексор; ФФ – формирующий фильтр; ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь.

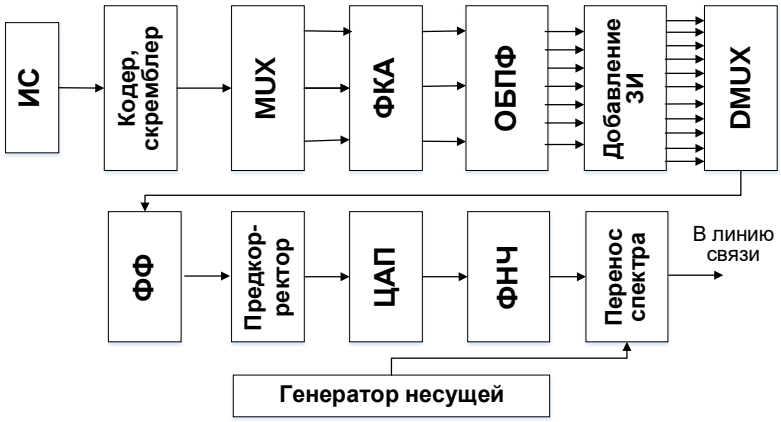


Рис. 1. Структурная схема передатчика OFDM-сигнала

Результаты анализа публикаций, посвященных методам и способам борьбы с пик-фактором, позволяют сделать вывод о том, метод предварительного кодирования имеет преимущество за счет меньшего уровня внеполосного излучения по сравнению с остальными методами и способами. В этом случае в отличие от традиционной схемы

(рис. 1) в передатчике, реализующем метод предварительного кодирования, используется матрица **P** размером $N \times N$ перед блоком ОБПФ [6].

Модулированный символ информационных данных (в виде вектор-столбца $\mathbf{X}_k$) умножают на соответствующую строку $\mathbf{P}_k$ матрицы на *k*-й поднесущей. Комплексный OFDM-сигнал в основной полосе частот с *N* поднесущими частотами описывается выражением

$$s_{\text{OFDM}}(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{P}_k \mathbf{X}_k \exp\left[2\pi j(k\Delta f)t\right],\ 0 \le t \le NT_S . \quad (1)$$

Метод предварительного кодирования имеет меньше недостатков по сравнению с остальными способами, отличается приемлемой сложностью реализации, поскольку используется предопределенная матрица предварительного кодирования, не требуется подтверждения связи между передатчиком и приемником. Наличие одной и той же матрицы предварительного кодирования для всех блоков OFDM позволяет избежать длительной процедуры обработки, необходимой для способов блочной оптимизации [6]. Серьезной сложностью является выбор функций предварительного кодирования, сложно определить критерии выбора функций в зависимости от типа используемого сигнала.

Целью работы является повышение скрытности и помехоустойчивости систем связи с OFDM-сигналами за счет уменьшения пик-фактора многочастотного сигнала с использованием предварительного канального кодирования (ПКК) поднесущих частот.

Основными задачами исследования являются разработка структурной схемы радиопередающего устройства системы связи с OFDM-сигналами и с блоками ПКК, позволяющей снизить пик-фактор OFDM-сигнала без ухудшения качества связи, а также определить оценку эффективности ПКК поднесущих частот, позволяющую выбрать наиболее эффективную для заданного типа модуляции сигналов функцию предварительного кодирования.

3. Основные результаты исследований

Непрерывный спектрально эффективный многочастотный сигнал в основной полосе описывается выражением

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_N^{(n)}(k) \exp\left[j2\pi k\Delta f\,(t - nT_{\text{C}})\right], \quad (2)$$

где *n* – номер символа; *N* – количество поднесущих частот; $C_N^{(n)}(k)$ – манипуляционный символ *k*-ой поднесущей *n*-го символа; Δf – частотное разнесение соседних поднесущих частот; T_{C} – длительность символа.

Важнейшей характеристикой сигналов является коэффициент частотного уплотнения поднесущих частот $\alpha = T_{\text{C}}\Delta f = \Delta f / \Delta f_{\text{ORT}}$ (Δf_{ORT} – величина разнесения между поднесущими частотами, обеспечивающая их ортогональность). Для сигналов с ортогональным частотным уплотнением (OFDM-сигналов) $\alpha = 1$, для сигналов с неортогональным частотным уплотнением или SEFDM-сигналов (SEFDM – Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing) $\alpha < 1$ [7].

Классический сигнал OFDM/QAM (без учета ЗИ) определяется выражением

$$s_{\text{QAM}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} C_{nk} \exp\left[j2\pi k\Delta f t\right] \cdot g(t - nT_{\text{S}}), \quad (3)$$

где C_{nk} – модуляционные QAM-символы; $g(t-nT_S)=\begin{cases}1, \text{ при } nT_S<t<(n+1)T_S,\\ 0, \text{ вне интервала}\end{cases}$ – прямоугольный импульс; T_S – длительность OFDM-символа.

OFDM-сигнал представляет собой сумму большого числа модулированных сигналов с различными частотой и фазой, с распределением вероятности мгновенной амплитуды по закону Гаусса. Для относительно небольшого числа поднесущих частот запас по мощности линейного усилителя, не искажающего форму сигнала, должен быть 24 дБ [8].

Пик-фактор (PAPR – Peak-to-Average Power Ratio) сигнала – отношение его пиковой мощности к средней P_{S_cp} в полосе пропускания сигнала $s_{OFDM}(t)$

$$PAPR\left[s_{OFDM}(t)\right]=\frac{\max\limits_{0\le t\le T_S}\left|s_{OFDM}(t)\right|^2}{E\left[\frac{1}{T_S}\int\limits_{-T_S/2}^{T_S/2}\left|s_{OFDM}(t)\right|^2 dt\right]}=\frac{\max\limits_{0\le t\le T_S}\left|s_{OFDM}(t)\right|^2}{P_{S_cp}}, \quad (4)$$

Нелинейные искажения, возникающие из-за высокого PAPR, накладывают ограничения на скорость передачи данных и достоверность приема OFDM-сигнала.

Структура тракта формирования OFDM-сигнала, реализующего методику снижения PAPR OFDM-сигнала с помощью блоков ПКК и обеспечивающего равномерное распределение мощности на поднесущих без ухудшения качества связи (БПКК1,…, БПККN – блоки ПКК) показана на рисунке 2 [8].

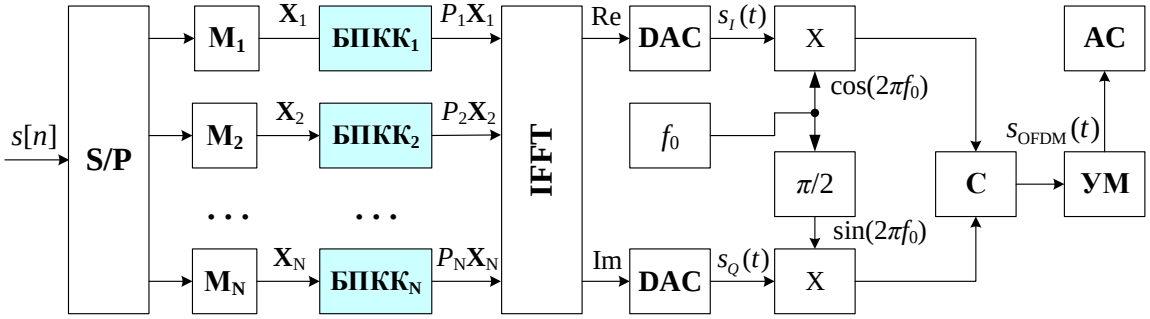


Рис. 2. Передатчик системы OFDM с блоками ПКК

Входной двоичный информационный поток $s[n]$ с помощью мультиплексора (последовательно-параллельного преобразователя) S/P разделяется на параллельные низкоскоростные потоки данных по числу поднесущих. Модуляторы $M_1,\ldots, M_N$ осуществляют модуляцию каждого узкополосного канала (M-Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM) – M-позиционная квадратурная амплитудная модуляция, – Binary Phase Shift Keying (BPSK) – двоичная фазовая модуляция, Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) – квадратурная фазовая манипуляция).

Модулированный символ данных $\mathbf{X}_k$ умножают на соответствующую функцию ПКК $P_k(\exp j\omega)$ на k-й поднесущей $\mathbf{D}_k=P_k(\exp j\omega)\mathbf{X}_k$. OFDM-сигнал с ПКК во временной области имеет следующий вид

$$s_{CODE}(t)=\sum_{k=0}^{N-1}D_k\exp\left[j2\pi kt/T_S\right],\ 0\le t<T_S, \quad (5)$$

В системе OFDM с применением QPSK имеем $E\left[\left|\mathbf{X}_k\right|^2\right]=1$, символы не коррелируют между собой в каждом блоке. Тогда максимальный PAPR OFDM-сигнала с предварительным кодированием определяется следующим образом

$$PAPR = \frac{1}{N} \max_{0 \le t \le T_S} \sum_{k=0}^{N-1} \left| P_k \left[\exp(j\omega) \right] \exp\left[j 2\pi kt / T_S \right] \right|^2 . \quad (6)$$

Для снижения пик-фактора OFDM-сигнала предлагается использовать 5 различных функций ПКК, удовлетворяющих критериям Найквиста: DHT, DCT, DST, DFT, FWHT.

1. Функция DHT (Discrete Hartley Transform – дискретное преобразование Хартли) представляет собой линейное преобразование, N действительных чисел $x_0,\ x_1,\ldots, x_{N-1}$ преобразуются в N действительных чисел $H_0,\ H_1,\ldots,\ H_{N-1}$ [9]

$$H_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \left[\cos(2\pi k / N) + \sin(2\pi k / N) \right]. \quad (7)$$

2. Функция DCT (Discrete Cosine Transform) – дискретное косинусное преобразование [10]

$$C_k = w(k) \sum_{n=1}^{N} x_n \left[\cos \frac{\pi}{2N} (2n-1)(k-1) \right], \quad (8)$$

где $w(k) = \begin{cases} 1/\sqrt{N}, & k = 1, \\ \sqrt{2/N}, & 2 \le k \le N. \end{cases}$

3. DST (Discrete Sine Transform) – дискретное синусное преобразование [10]

$$S_k = \sum_{n=1}^{N} x_n \sin \frac{\pi kn}{N+1} . \quad (9)$$

4. DFT (Discrete Fourier Transform) – дискретное преобразование Фурье [11]

$$F_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \exp\left[-\frac{2j\pi nk}{N} \right] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \left[\cos\left\{ \frac{2\pi nk}{N} \right\} - j \sin\left\{ \frac{2\pi nk}{N} \right\} \right]. \quad (10)$$

5. Преобразование FWHT (Fast Walsh-Hadamard Transform) – быстрое преобразование Уолша-Адамара (преобразование Адамара–Радемахера–Уолша) [12], которое является частным случаем обобщенного преобразования Фурье, в котором базисом является система функций Уолша

$$W_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \mathrm{wal}(n,k) , \quad (11)$$

где $\mathrm{wal}(n,k)$ – функции Уолша (семейство функций, образующих ортогональную систему, принимающих значения только +1 и −1 на всей области определения).

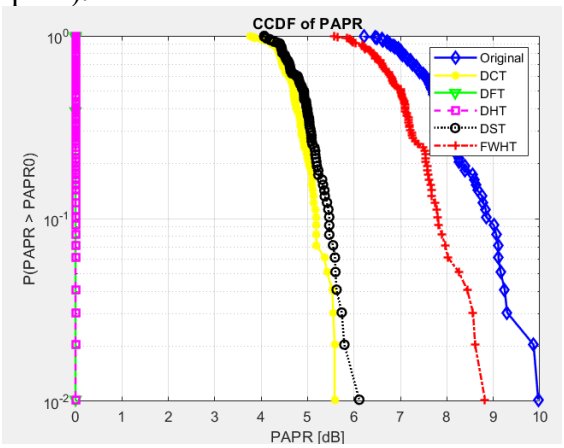
В среде «MatLab» разработана имитационная модель радиопередающей подсистемы OFDM-сигналов с использованием функций предварительного канального кодирования [13].

Показателем оценки эффективности применения ПКК является мгновенное значение пик-фактора OFDM-сигнала. В силу случайного характера генерируемого сигнала данный показатель не может являться основным. В качестве основного показателя целесообразно использовать выборочную (эмпирическую) функцию распределения пик-фактора CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function), показывающую вероятность того, что величина пик-фактора OFDM-сигнала примет значение больше заданного (величины порога) $PAPR_0$: $CCDF = P(PAPR > PAPR_0)$.

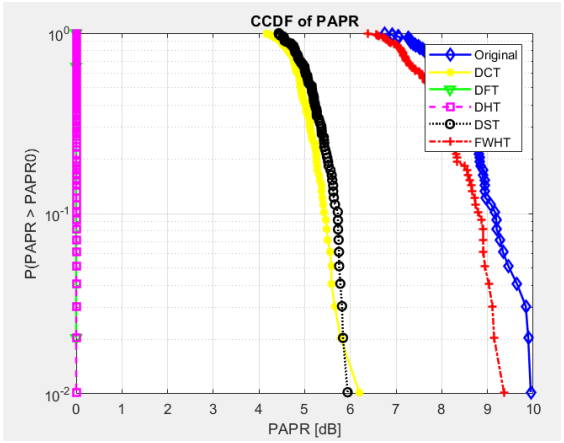
Основными входными параметрами в имитационной модели радиопередающей подсистемы OFDM-сигналов с использованием функций ПКК являются: 1) количество поднесущих частот; 2) вид модуляции (16-QAM, BPSK, QPSK); 3) тип функции ПКК; 4) полоса частот; 5) относительная длина ЗИ и др. В процессе имитационного моделирования установлено, что относительная длина ЗИ не влияет на значение пик-фактора OFDM-сигнала, значение $T_{\text{ЗИ}}$ было зафиксировано на уровне $T_{\text{ЗИ}} = 0,25 \cdot T_{\text{S}}$.

Результаты моделирования при использовании модуляции BPSK представлены на рисунке 3 и в таблице 1. Результаты моделирования при QPSK представлены на рисунке 4 и в таблице 2.

На рис. 3, 4 по оси абсцисс – пороговое значение пик-фактора OFDM-сигнала, [дБ], по оси ординат – выборочная функция распределения пик-фактора CCDF (вероятность того, что величина пик-фактора OFDM-сигнала примет значение больше величины порога).



а) $N = 512$

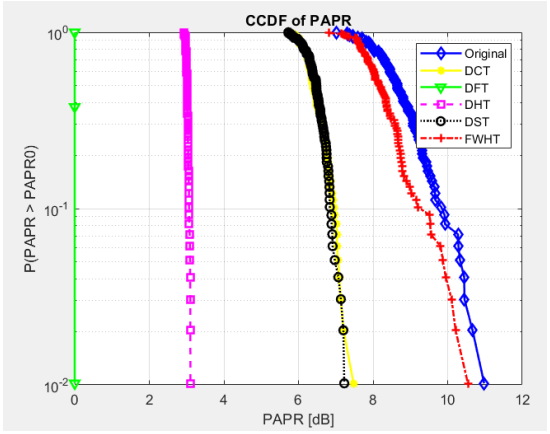


б) $N = 1024$

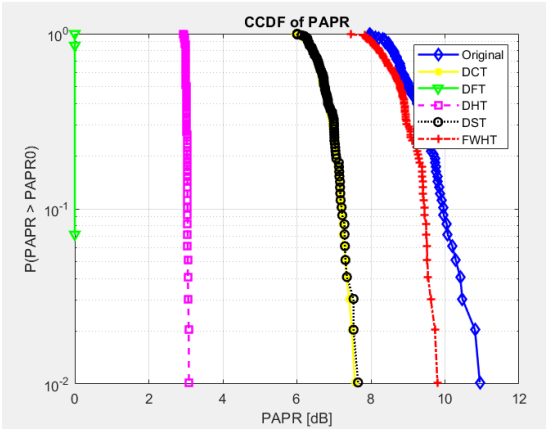
Рис. 3. Результаты моделирования CCDF при BPSK и различных значениях N

Таблица 1. Мгновенное значение пик-фактора OFDM-сигнала для BPSK

Вид функции ПКК	Количество поднесущих частот				
	512	1024	2048	4096	16384
DFT (Discrete Fourier Transform)	$3 \cdot 10^{-15}$	$5 \cdot 10^{-15}$	$5 \cdot 10^{-15}$	$7 \cdot 10^{-15}$	$9 \cdot 10^{-15}$
DHT (Discrete Hartley Transform)	$1 \cdot 10^{-12}$	$2 \cdot 10^{-12}$	$5 \cdot 10^{-12}$	$12 \cdot 10^{-12}$	$5 \cdot 10^{-11}$
DST (Discrete Sine Transform)	4,066	4,448	4,678	4,984	5,435
DCT (Discrete Cosine Transform)	3,877	4,381	4,614	4,702	4,995
FWHT (Fast Walsh-Hadamard Transform)	5,447	6,362	6,682	7,181	8,548
Без предварительного кодирования	6,175	6,642	7,162	7,870	8,695



а) $N = 1024$



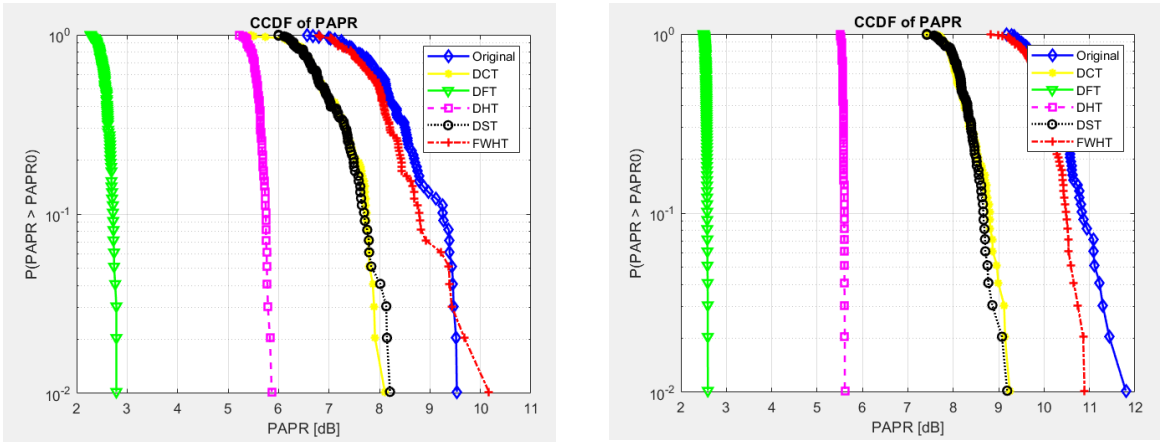
б) $N = 2048$

Рис. 4. Результаты моделирования CCDF при QPSK и различных значениях N

Таблица 2. Мгновенное значение пик-фактора OFDM-сигнала для QPSK

Вид функции ПКК	Количество поднесущих частот				
	512	1024	2048	4096	16384
DFT (Discrete Fourier Transform)	$3\cdot10^{-15}$	$5\cdot10^{-15}$	$5\cdot10^{-15}$	$5\cdot10^{-15}$	$9\cdot10^{-15}$
DHT (Discrete Hartley Transform)	2,883	2,913	2,935	2,966	2,991
DST (Discrete Sine Transform)	5,365	5,626	5,867	6,324	6,785
DCT (Discrete Cosine Transform)	5,498	5,614	6,006	6,389	6,714
FWHT (Fast Walsh-Hadamard Transform)	6,575	6,775	7,807	8,086	8,926
Без предварительного кодирования	6,691	7,351	7,857	8,387	8,963

Результаты моделирования для 16-QAM представлены на рисунке 5 и в таблице 3.



а) $N = 512$ б) $N = 16384$

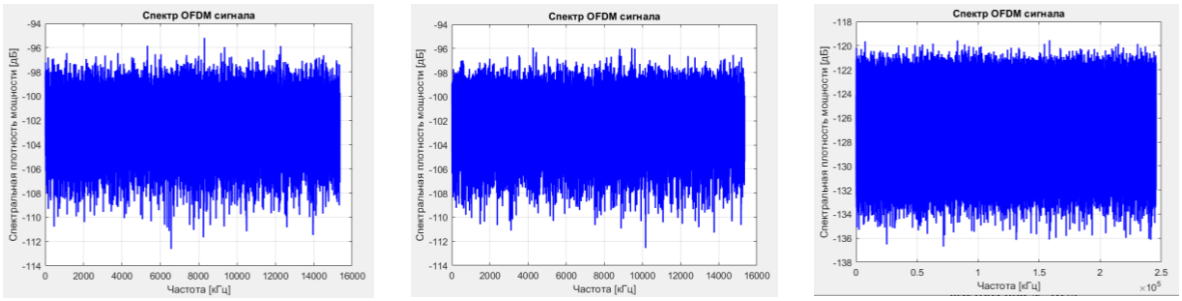
Рис. 5. Результаты моделирования CCDF при 16-QAM и различных значениях N

Таблица 3. Мгновенное значение пик-фактора OFDM-сигнала при 16-QAM

Вид функции ПКК	Количество поднесущих частот				
	512	1024	2048	4096	16384
DFT (Discrete Fourier Transform)	2,269	2,274	2,355	2,425	2,343
DHT (Discrete Hartley Transform)	5,212	5,113	5,152	5,335	5,234
DST (Discrete Sine Transform)	5,681	6,184	6,450	6,845	7,034
DCT (Discrete Cosine Transform)	6,043	6,109	7,311	6,840	6,942
FWHT (Fast Walsh-Hadamard Transform)	6,742	6,778	6,555	7,560	7,845
Без предварительного кодирования	6,927	7,141	7,553	8,051	8,133

Спектр OFDM-сигнала при использовании различных видов цифровой модуляции (16-QAM, QPSK и BPSK) и при $N = 1024$ представлен на рисунке 6.

На основании анализа результатов имитационного моделирования сделан вывод, что наилучшим видом функции ПКК для уменьшения пик-фактора OFDM-сигнала является функция DFT (Discrete Fourier Transform). По сравнению с процессом передачи сигнала без предварительного кодирования пик-фактор передаваемого OFDM-сигнала уменьшается на величину до 5, причем эффективность предварительного кодирования тем выше, чем больше число используемых поднесущих. Наименее выгодным вариантом является преобразование FWHT (Fast Walsh-Hadamard Transform). Все рассмотренные функции ПКК уменьшают пик-фактор сигнала и, что самое важное, не затрагивают ортогональность поднесущих.



а) 16-QAM б) QPSK в) BPSK

Рис. 6. Спектр OFDM-сигнала при использовании различных видов цифровой модуляции (16-QAM, QPSK и BPSK) и при $N = 1024$

На основании анализа зависимостей спектральных характеристик и эмпирических функций распределения пик- фактора (CCDF), представленных на рисунках 3–5, а также данных таблиц 1–3, можно делать следующие выводы:

- все рассмотренные функции предкодирования обеспечивают снижение пик-фактора по сравнению системой без ПКК;
- для модуляций BPSK и QPSK функции DFT и DHT обеспечивают снижение пик-фактора до значений порядка, которые практически соответствуют нулевому PARP. Это объясняется переходом к однонесущей структуре сигналов, достигаемой благодаря постоянной огибающей модуляционных символов. При использовании модуляции 16-QAM функции DFT и DHT также показывают лучшие результаты по сравнению с другими функциями, при этом снижение пик-фактора не достигает нулевых значений;
- анализ зависимостей показывает, что с ростом числа поднесущих наблюдается незначительное увеличение пик-фактора для всех типов функций, однако эффективность применения функций ПКК относительно системы без ПКК, подтверждает целесообразность применения предкодирования в широкополосных системах с большим числом поднесущих.

4. Заключение

В данной работе представлена имитационная модель радиопередающего устройства системы связи с OFDM-сигналами, использующей блоки ПКК для уменьшения пик-фактора OFDM-сигнала. Приведены результаты имитационного моделирования функции распределения пик-фактора CCDF с помощью различных функций предварительного кодирования (DFT, DHT, DST, DCT, FWHT) при различных значениях поднесущих частот. Сделан вывод о том, что пик-фактор OFDM-сигнала зависит не только от вида функции предварительного кодирования, ее позиционности, количества используемых поднесущих частот, но и от вида используемой цифровой модуляции.

Литература

1. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Технологии в системах радиосвязи на пути к 5G. – М.: Горячая линия–Телеком, 2018. – 280 с.
2. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM: учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия–Телеком, 2017. – 352 с.

3. Бортовые радиоэлектронные системы. Основы построения: учебное пособие / А.В. Леньшин, Н.М. Тихомиров, С.А. Попов; под ред. А.В. Леньшина. – 2 изд., перераб. и доп. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2021. – 486 с.
4. Леньшин А.В., Музыченко А.Д. Особенности формирования многочастотных сигналов для современных систем цифровой радиосвязи // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов II Международной военно-научной конференции, посвященной памяти конструкторов вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова (26 ноября 2021 г., г. Сызрань) / Под ред. С.Ю. Кинива. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2022. – С. 137–144.
5. Shulze H., Luders C. Theory and Applications of OFDM and CDMA. – Chichester, U.K.: John Wiley & Sons, 2005. – 421 p.
6. Ирмагамбетов М.Н., Леньшин А.В. Анализ методов и способов уменьшения пик-фактора многочастотных сигналов для цифровых комплексов связи // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов V Международной ВНК, посвященной памяти конструкторов вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова (7 ноября 2024 г., г. Сызрань) / Науч. ред. Ю.А. Савченко. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2025. – С. 203–210.
7. Леньшин А.В., Шаталов Е.В. Помехоустойчивость приема спектрально эффективных сигналов с неортогональным частотным уплотнением // Телекоммуникации. – 2021. – № 7. – С. 18–25.
8. Сидорчук В.П., Губарь М.Н., Яськов С.А. Методика снижения пик-фактора OFDM-сигналов для цифровых комплексов средств связи // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов V Международной военно-научной конференции, посвященной памяти конструкторов вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова (7 ноября 2024 г., г. Сызрань) / Науч. ред. Ю.А. Савченко. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2025. – С. 211–217.
9. Брейсуэлл Р. Преобразование Хартли. Теория и приложения / Пер. с англ. А.И. Папкова; под ред. проф. И.С. Рыжака. – М.: Мир, 1990. – 175 с.
10. Pushel M., Moura J.M.F. The Algebraic Approach to the Discrete Cosine and Sine Transforms and their Fast Algorithms // SIAM Journal of Computing. – 2003. – Vol. 32. – № 5. – Pp. 1280–1316.
11. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. – Изд. 3-е, испр. – М.: Техносфера, 2019. – 1048 с.
12. Залманзон Л.А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. – М.: Наука, 1989. – 496 с.
13. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. Имитационная модель радиопередающей подсистемы OFDM-сигналов с использованием функций предварительного канального кодирования / М.Н. Ирмагамбетов. – № 2025694534 (РФ); зарег. 05.12.2025 г.

REFERENCES

1. Bakulin M.G., Kreindelin V.B., Pankratov D.Yu. Technologies in Radio Communication Systems on the Way to 5G. – Moscow: Goryachaya Liniya–Telekom, 2018. – 280 p.
2. Bakulin M.G., Kreindelin V.B., Shloma A.M., Shumov A.P. OFDM Technology: A Textbook for Universities. – Moscow: Goryachaya Liniya–Telekom, 2017. – 352 p.
3. Onboard Radio-Electronic Systems. Fundamentals of Design: Textbook / A.V. Lenshin, N.M. Tikhomirov, S.A. Popov; edited by A.V. Lenshin. – 2nd edition, revised and expanded. – Voronezh: Scientific Book Publishing House, 2021. – 486 p.
4. Lenshin A.V., Muzichenko A.D. Features of the formation of multi-frequency signals for modern digital radio communication systems // Actual problems of the development of

weapons and military aviation equipment (helicopters): collection of materials of the II International military-scientific conference dedicated to the memory of helicopter designers M.L. Mil and N.I. Kamov (November 26, 2021, Syzran) / Edited by S.Yu. Kiniv. – Kirov: MCITO Publishing House, 2022. – Pp. 137–144.
5. Shulze H., Luders C. Theory and Applications of OFDM and CDMA. – Chichester, U.K.: John Wiley & Sons, 2005. – 421 p.
6. Irmagambetov M.N., Lenshin A.V. Analysis of Methods and Ways to Reduce the Peak Factor of Multichannel Signals for Digital Communication Systems // Actual Problems of the Development of Armaments and Military Aviation Equipment (Helicopters): Collection of Materials of the V International Scientific Conference Dedicated to the Memory of Helicopter Designers M.L. Mil and N.I. Kamov (November 7, 2024, Syzran) / Edited by Yu.A. Savchenko. – Kirov: MCITO Publishing House, 2025. – Pp. 203–210.
7. Lenshin A.V., Shatalov E.V. Interference-resistant reception of spectrally efficient signals with non-orthogonal frequency multiplexing // Telecommunications. – 2021. – No. 7. – Pp. 18–25.
8. Sidorchuk V.P., Gubar M.N., Yaskov S.A. Methodology for reducing the peak factor of OFDM signals for digital communication systems // Actual problems of the development of weapons and military aviation equipment (helicopters): Collection of materials of the V International Military Scientific Conference dedicated to the memory of helicopter designers M.L. Mil and N.I. Kamov (November 7, 2024, Syzran) / Scientific editor Yu.A. Savchenko. – Kirov: MCITO Publishing House, 2025. – Pp. 211– Pp. 217.
9. Bracewell R. Hartley Transform. Theory and Applications / Translated from English by A.I. Papkov; edited by Prof. I.S. Ryzhak. – Moscow: Mir, 1990. – 175 p.
10. Pushel M., Moura J.M.F. The Algebraic Approach to the Discrete Cosine and Sine Transforms and their Fast Algorithms // SIAM Journal of Computing. – 2003. – Vol. 32. – № 5. – Pp. 1280–1316.
11. Oppenheim A., Shafer R. Digital Signal Processing. – 3rd ed., revised. – Moscow: Tekhnosfera, 2019. – 1048 p.
12. Zalmanzon, L.A. Fourier, Walsh, and Haar Transforms and Their Applications in Control, Communications, and Other Fields. – Moscow: Nauka, 1989. – 496 p.
13. Certificate of State Registration of a Computer Program. Simulation model of the OFDM radio transmission subsystem using pre-channel coding functions / M.N. Irmagambetov. – No. 2025694534 (RF); registered on 05.12.2025.

ИНФОРМАЦИОННАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ВЗАИМОСВЯЗАННОЙ ИНФОРМАЦИИ ПО ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ КАНАЛАМ СВЯЗИ

А.Д. Синюк, О.А. Остроумов

Военная орденов Жукова и Ленина краснознаменная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного

Аннотация. Эффективность защищенной телекоммуникационной системы с позиций теории информации определяет потенциальные возможности по безопасной передаче информации. Оценка информационной эффективности, как каналов системы передачи информации корреспондентов связи, так и каналов утечки нарушителя позволяет исследовать перспективы построения современной защищенной системы обмена информацией. В целях решения задач защиты передаваемой информации сама информация нередко разделяется на взаимосвязанные части, которые затем передаются по различным параллельным каналам связи. Поэтому актуализируется получение теоретико-информационной оценки эффективности передачи взаимосвязанной информации по параллельным каналам связи.

Ключевые слова: корреспонденты связи, канал связи с ошибками, канал связи без ошибок, информационная последовательность, последовательность проверочных символов, кодовое слово помехоустойчивого кода, общая пропускная способность модели параллельных каналов связи.

INFORMATION EFFICIENCY OF TRANSMITTING INTERRELATED INFORMATION OVER PARALLEL COMMUNICATION CHANNELS

A.D. Sinyuk, O.A. Ostroumov

Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny Military Academy of Communications, Order of Zhukov and Lenin

Abstract. The effectiveness of a secure telecommunications system, from an information theory perspective, determines the potential for secure information transmission. Assessing the information efficiency of both the communication system's channels for communication correspondents and the intruder's leakage channels allows us to explore the prospects for building a modern secure information exchange system. To address the challenges of protecting transmitted information, the information itself is often divided into interconnected parts, which are then transmitted over various parallel communication channels. Therefore, obtaining an information-theoretical assessment of the efficiency of transmitting interconnected information over parallel communication channels is becoming increasingly important.

Keywords: communication correspondents, communication channel with errors, communication channel without errors, information sequence, sequence of check symbols, code word of error-correcting code, total throughput of parallel communication channel model.

1. Введение

Одной из самых сложных задач функционирования защищенной телекоммуникационной системы является открытое распределение секретного параметра (СП) системы (ключа шифрования, пароля и т.д.) [1, 2, 3]. В целях

формирования "виртуального" канала утечки нарушителя информация на основе, которой формируется СП разделяется на взаимосвязанные части, которые затем передаются по различным параллельным открытым каналам связи. Теоретико-информационная эффективность [4, 5, 6] определяет максимальные возможности защищенной телекоммуникационной системы по безопасной передаче информации и , следовательно, определяет перспективы построения современной защищенной системы обмена информацией. Поэтому задача оценки информационной эффективности передачи взаимосвязанной информации по параллельным каналам связи является актуальной и исследуется в статье.

2. Постановка задачи

Рассмотрим следующую модель параллельных каналов связи, включающую совокупность из двух параллельных канала связи различающихся по качеству. Имеются два корреспондента связи: A и B. В направлении от A к B имеется канал связи, который описывается моделью двоичного дискретного симметричного канала связи без памяти (ДСК) с вероятностью ошибки p_m [4]. Назовем его каналом связи с ошибками (КсО). Дополнительно в направлении от A к B имеется параллельный к КсО канал связи без ошибок (КбО).

Корреспонденту связи A необходимо передать в направлении от A к B информационную последовательность X^N длиной N двоичных символов. Для этого A передает последовательность X^N по КсО. Корреспондент B на выходе КсО принимает последовательность Y^N длиной N двоичных символов. После этого A, с помощью некоторого конструктивного помехоустойчивого линейного кода [7], находит последовательность проверочных символов к информационной последовательности X^N, которая представляет собой последовательность длиной r двоичных символов.

Затем корреспондент связи A посылает проверочные символы к B по КбО. Корреспондент B исправляет ошибки в Y^N, используя проверочные символы и конструктивный алгоритм декодирования для выбранного $(N+r, N)$ - помехоустойчивого кода [5, 7].

Требуется оценить информационную эффективность раздельной передачи взаимосвязанных информационной последовательности и последовательности проверочных символов кодового слова помехоустойчивого $(N+r, N)$-кода.

3. Оценка минимальной длины последовательности проверочных символов кодового слова помехоустойчивого кода

В [5, 6] показано, что, если вместе с информационной последовательностью X^N длиной N двоичных символов по КсО каналу с шумом передаются последовательность символов проверки длиной r, то общее число символов проверки r должно удовлетворять неравенству:

$$r \geq (N+r)h(p_m), \qquad (1)$$

где $h(p_m)$ - энтропийная функция КсО (ДСК) [4, 6], которая определяется из выражения:

$$h(p_m) = p_m \log_2(p_m) + (1 - p_m) \log_2(1 - p_m).$$

Однако выше при постановке задачи исследования было определено, что последовательность проверочных символов длиной r передается по КбО. В этом случае длина последовательности проверочных символов r определяется в соответствии с утверждением 1.

Утверждение 1. Пусть информационные символы ($N + r, N$) - помехоустойчивого кода передаются по КсО - двоичному симметричному каналу с вероятностью ошибки p_m , а последовательность из r проверочных символов - по безошибочному каналу КбО. Тогда при неограниченном увеличении длины последовательности информационных символов N ($N \to \infty$) P_e - вероятность ошибочного декодирования кодового слова ($N + r, N$) - помехоустойчивого кода стремится к нулю ($P_e \to 0$), если выполняется условие:

$$r \geq Nh(p_m).$$

Доказательство Утверждения 1.

Информационные символы передаются по КсО с информационной эффективностью (пропускной способностью [4, 5]):

$$C_m = 1 - h(p_m) \tag{2}$$

за N временных тактов, а проверочные символы за r временных тактов по КбО с максимально возможной информационной эффективностью (пропускной способностью равной 1). Тогда общая информационная эффективность (пропускная способность) модели параллельных каналов может быть определена на основе разделения времени передачи информации по тактам в соответствии с формулой [6]:

$$C_{общ} = \frac{N}{N + r} C_m + \frac{r}{N + r}. \tag{3}$$

В соответствии с [4, 6] вероятность ошибочного декодирования кодового слова ($N + r, N$) $P_e \to 0$ при неограниченном увеличении длины последовательности информационных символов $N \to \infty$, если скорость ($N + r, N$)-кода R_k удовлетворяет неравенству:

$$R_k = \frac{N}{N + r} \leq C_{общ}. \tag{4}$$

Тогда с учетом (3) и (4) запишем неравенство:

$$\frac{N}{N + r} \leq \frac{N}{N + r} C_m + \frac{r}{N + r},$$

из этого неравенства следует другое неравенство:

$$r \geq N - NC_m = Nh(p_m), \tag{5}$$

что и требовалось доказать.

Сравнение (1) и (5) показывает, что минимальное количество проверочных символов в случае раздельной параллельной передачи информационной последовательности и последовательности проверочных символов кодового слова помехоустойчивого ($N+r, N$)-кода меньше аналога для случая, когда по ДСК каналу с ошибками совместно с информационными символами длиной N двоичных символов передается и последовательность символов проверки. Очевидно, это связано с особенностями параллельной передачи последовательности символов проверки по КбО.

4. Оценка информационной эффективности передачи взаимосвязанной информации по параллельным каналам связи

Утверждение 2. Пусть последовательность информационных символов ($N+r, N$) - помехоустойчивого кода передается по КсО - двоичному симметричному каналу с вероятностью ошибки p_m, а последовательность из r проверочных символов - по КбО - безошибочному каналу. Тогда при неограниченном увеличении длины последовательности информационных символов N ($N \to \infty$) и выборе минимальной длины последовательности проверочных символов:

$$r = Nh(p_m) \tag{6}$$

в соответствии с (4) Утверждения 1 информационная эффективность передачи взаимосвязанной информации по параллельным каналам связи (общая пропускная способность) $C_{общ}$ раздельной и параллельной передачи информационной последовательности и последовательности проверочных символов кодового слова ($N+r, N$) - помехоустойчивого кода определяется из выражения:

$$C_{общ} = \frac{1}{1+h(p_m)}. \tag{7}$$

Доказательство Утверждения 2.

Пропускная способность ДСК [4, 6] определяется из выражения (2).

Определим с учетом (6) длину кодового слова ($N+r, N$) - помехоустойчивого кода

$$N + r = N + Nh(p_m) = N\big(1+h(p_m)\big). \tag{8}$$

Подставим в (3) выражения (6) и (8) и получим оценку информационной эффективности передачи взаимосвязанной информации по параллельным каналам связи (общей пропускной способности модели параллельных каналов связи):

$$C_{общ} = \frac{N\big(1-h(p_m)\big)+Nh(p_m)}{N\big(1+h(p_m)\big)} = \frac{1}{1+h(p_m)}. \tag{9}$$

Выражение (9) доказывает Утверждение 2.

5. Заключение

Информационная эффективность передачи взаимосвязанной информации по параллельным каналам связи (общая пропускная способность модели параллельных каналов связи) определяется как информационная эффективность процесса раздельной и параллельной передачи информационной последовательности и связанной с ней

последовательности проверочных символов ($N+r, N$) - помехоустойчивого кода по модели с параллельными КсО и КбО. В ходе проведённого исследования получена оценка общей пропускной способности, которая вносит свой вклад в развитие известного теоретико-информационного представления передачи информации по каналам связи [4, 5, 6]. Анализ полученной оценки (7) показывает, что общая пропускная способность $C_{общ}$ определяется качеством канала КсО, причем даже при "обрыве" КсО оценка информационной эффективности будет не менее 0,5.

Направления дальнейших исследований связаны с получением информационной эффективности передачи взаимосвязанной информации по параллельным встречно направленным каналам корреспондентов связи.

Представленные в работе результаты и могут быть рекомендованы специалистам в областях разработки современных телекоммуникационных систем, а также методов открытого распределения секретного параметра [1, 2, 8, 9, 10] в силу возможной минимизации объёма взаимосвязанной (проверочной) информации с основной (информационной) последовательностью при совместной передаче по параллельным каналам связи.

Литература

1. Maurer U. Secret Key Agreement by Public Discussion Based on Common Information // IEEE Trans. on IT. Vol. 39, May 1993, PP. 733–742.
2. Синюк А. Д. Формирование трехстороннего шифрключа по открытым каналам связи с ошибками. Монография СПб.: ВАС, 2009. 360 с.
3. Design of Lightweight Authentication and Key Agreement Protocol for Vehicular Ad Hoc Networks// Mohammad Wazid ; Ashok Kumar Das ; Neeraj Kumar ; Vanga Odelu ; Alavalapati Goutham Reddy ; Kisung Park ; Youngho Park// IEEE Access// Year: 2017, Volume: 5// Pages: 14966 - 14980
4. Колесник В. Д., Полтырев Г. Ш. Курс теории информации.– М.: Наука. Главная редакция физико–математической литературы, 1982.–416 с.
5. Csiszar I., Korner J. Information theory: coding theorems for discrete memoryless systems. Cambridge University Press, 2011, – 523 p.
6. Галлагер Р. Теория информации и надежная связь. США, 1968 г. Пер. с англ , под ред. М. С. Пинскера и Б. С. Цыбакова, М , «Советское радио», 1974. - 720 с.
7. Мак-Вильямс Ф., Слоэн Н. Теория кодов, исправляющих ошибки. М.: Связь, 1979. - 744 с
8. Остроумов О.А., Синюк А.Д. Информационная скорость формирования сетевого ключа по открытым виртуальным каналам связи // Вопросы кибербезопасности. 2023. № 3(55). с. 78-89. DOI: 10.21681/2311-3456-2023-3-78-89.
9. Group Key Agreement Protocol Based on Privacy Protection and Attribute Authentication// Zhang Qikun; Li Yongjiao; Gan Yong; Zheng Chuanyang; Luo Xiangyang; Zheng Jun IEEE Access (Volume: 7) Page(s): 87085 – 87096 Date of Publication: 02 July 2019 Electronic ISSN: 2169-3536 INSPEC Accession Number: 18826825 DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2926404
10. Ahlswede Rudolph and Csiszar Imre, Common Randomness in Information Theory and Cryptography–Part I: Secret Sharing // IEEE Trans. on IT. Vol. 39, No. 4, July 1993, PP. 1121–1132.

References

1. Maurer U. Secret Key Agreement by Public Discussion Based on Common Information // IEEE Trans. on IT. Vol. 39, May 1993, PP. 733–742.

2. Sinyuk A. D. Formation of a Three-Party Encryption Key over Open Communication Channels with Errors. Monograph St. Petersburg: VAS, 2009. 360 p.
3. Design of Lightweight Authentication and Key Agreement Protocol for Vehicular Ad Hoc Networks// Mohammad Wazid ; Ashok Kumar Das ; Neeraj Kumar ; Vanga Odelu ; Alavalapati Goutham Reddy ; Kisung Park ; Youngho Park// IEEE Access// Year: 2017, Volume: 5// Pages: 14966 - 14980
4. Kolesnik V. D., Poltyrev G. Sh. Course in Information Theory. – Moscow: Nauka. Main Editorial Board of Physics and Mathematics Literature, 1982. – 416 p.
5. Csiszar I., Korner J. Information theory: coding theorems for discrete memoryless systems. Cambridge University Press, 2011, – 523 p.
6. Gallagher R. Information Theory and Reliable Communications. USA, 1968. Translated from English, edited by M. S. Pinsker and B. S. Tsybakov, Moscow, "Soviet Radio", 1974. – 720 p.
7. McWilliams F., Sloan N. Theory of Error-Correcting Codes. Moscow: Svyaz, 1979. - 744 p.
8. Ostroumov O.A., Sinyuk A.D. Information Rate of Network Key Formation over Open Virtual Communication Channels // Cybersecurity Issues. 2023. No. 3(55). pp. 78-89. DOI: 10.21681/2311-3456-2023-3-78-89.
9. Group Key Agreement Protocol Based on Privacy Protection and Attribute Authentication// Zhang Qikun; Li Yongjiao; Gan Yong; Zheng Chuanyang; Luo Xiangyang; Zheng Jun IEEE Access (Volume: 7) Page(s): 87085 – 87096 Date of Publication: 02 July 2019 Electronic ISSN: 2169-3536 INSPEC Accession Number: 18826825 DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2926404
10. Ahlswede Rudolph and Csiszar Imre, Common Randomness in Information Theory and Cryptography–Part I: Secret Sharing // IEEE Trans. on IT. Vol. 39, No. 4, July 1993, PP. 1121–1132.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В ЗАЩИЩЕННЫХ ЧАСТНЫХ СЕТЯХ

А. И. Мордовин, В. Д. Самойленко, В. А. Тонких, А. И. Бекетов, Н. А. Вишняков

АНОО «Международный институт компьютерных технологий», г. Воронеж, Россия

Аннотация. Представлена разработанная графическая программа для тестирования сетевых параметров, анализа полученных результатов и их экспорта в форматы PDF и TXT. Описаны ключевые метрики производительности, процедура тестирования и подходы к интерпретации результатов для обеспечения требуемого качества обслуживания в корпоративных сетевых инфраструктурах.

Ключевые слова: защищенные частные сети; эффективность передачи данных; сетевое тестирование; анализ производительности; QoS; графическая программа; экспорт результатов.

METHODOLOGY FOR ASSESSING DATA TRANSMISSION EFFICIENCY IN SECURE PRIVATE NETWORKS

A. I. Mordovin, V. D. Samoylenko, V. A. Tonkikh, A. I. Beketov, N. A. Vishnyakov

ANOO «International Institute of Computer Technologies», Voronezh, Russia

Abstract. A developed graphical program for testing network parameters, analyzing the results obtained, and exporting them to PDF and TXT formats is presented. Key performance metrics, testing procedures, and approaches to interpreting results to ensure the required quality of service in corporate network infrastructures are described.

Keywords: secure private networks; data transmission efficiency; network testing; performance analysis; QoS; graphical program; results export.

1. Введение

В современных условиях цифровой трансформации предприятий защищенные частные сети становятся критически важным элементом корпоративной инфраструктуры. Обеспечение безопасности передачи данных при сохранении высоких показателей производительности представляет собой сложную задачу, требующую системного подхода к оценке эффективности сетевых соединений.

Актуальность разработки методик оценки эффективности передачи данных обусловлена необходимостью контроля соблюдения соглашений об уровне услуг (SLA), выявления узких мест в сетевой инфраструктуре, оптимизации параметров качества обслуживания (QoS), документального подтверждения производительности сети для аудита и отчетности [1].

2. Теоретические основы оценки эффективности передачи данных

Оценка эффективности передачи данных в защищенных частных сетях базируется на системе взаимосвязанных показателей.

Пропускная способность – объем данных, передаваемых через сеть за единицу времени. Данный показатель позволяет оценить реальную производительность канала связи в сравнении с его номинальной пропускной способностью [2].

Задержка – время прохождения пакета от источника к получателю. Критически важна для приложений реального времени и интерактивных сервисов.

Джиттер – вариация задержки при передаче последовательности пакетов. Высокий джиттер негативно влияет на качество голосовой и видеосвязи [3].

Потери пакетов – доля пакетов, утраченных при передаче. Даже незначительные потери могут существенно снижать эффективность работы приложений, использующих протокол TCP.

Для получения комплексной количественной оценки предлагается использовать интегральный показатель эффективности передачи данных (E). Данный показатель учитывает как достигнутую производительность, так и уровень потерь и задержек в канале связи. Расчет производится по следующей формуле:

$$E = \frac{B_{real}}{B_{max}} \cdot \left(1 - \frac{L}{L_{max}}\right) \cdot \left(1 - \frac{D - D_{min}}{D_{max} - D_{min}}\right) \cdot (1 - O_{enc}) \quad (1)$$

где B_{real} - реальная пропускная способность, измеренная в ходе тестирования (Мбит/с);

B_{max} - максимальная пропускная способность канала связи (Мбит/с);

L - доля потерянных пакетов (%);

L_{max} - максимально допустимая доля потерь пакетов для данного типа сервиса (%);

D - измеренная задержка передачи пакета (мс);

D_{min} - минимальная задержка в канале (мс);

D_{max} - максимально допустимая задержка, установленная требованиями QoS (мс);

O_{enc} - коэффициент накладных расходов на шифрование и туннелирование, определяемый как доля служебного трафика относительно полезной нагрузки;

При оценке эффективности защищенных частных сетей необходимо учитывать дополнительные факторы: накладные расходы на шифрование и аутентификацию; влияние протоколов туннелирования на производительность; задержки, вносимые криптографическими преобразованиями.

3. Разработка программного комплекса для тестирования сетей

На основе анализа существующих решений для тестирования сетей [4] была разработана графическая программа, реализующая комплексный подход к оценке эффективности передачи данных. Программа включает следующие функциональные модули:

Модуль сбора данных – осуществляет активное тестирование сетевых параметров с использованием протоколов ICMP, TCP и UDP. (рисунок 1)

Модуль анализа результатов и визуализации – производит статистическую обработку полученных данных, выявление трендов и аномалий и обеспечивает графическое представление результатов тестирования.

Модуль экспорта – реализует выгрузку проанализированных данных в форматы PDF и TXT.

Разработанная методика предусматривает многоэтапную процедуру тестирования:

Конфигурирование параметров тестирования: выбор протоколов, определение длительности измерений, настройка пороговых значений для анализируемых метрик.

Проведение серии измерений в различных режимах нагрузки. Программа позволяет имитировать реальный сетевой трафик с заданными характеристиками [5].

Обработка собранных данных, вычисление статистических показателей, сравнение с эталонными значениями и формирование отчетов с результатами анализа.

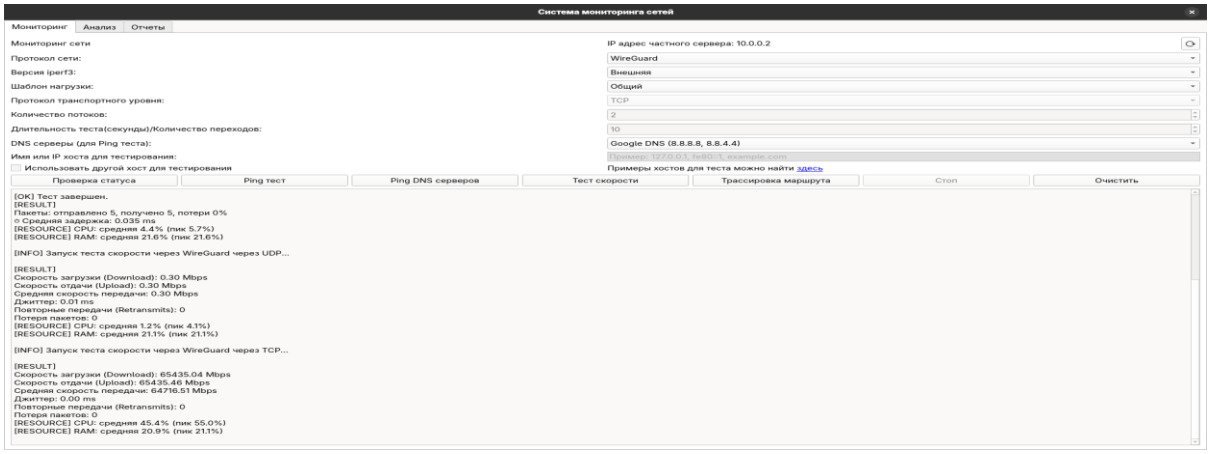


Рис. 1. Интерфейс вкладки мониторинга сети.

4. Разработка программного комплекса для тестирования сетей

Разработанная программа реализует следующие методы анализа:

Статистический анализ – вычисление средних, максимальных и минимальных значений метрик, определение процентилей распределения.

Корреляционный анализ – выявление зависимостей между различными параметрами передачи данных.

Трендовый анализ – оценка динамики изменения показателей во времени для прогнозирования производительности [6].

Интерфейс вкладки для анализа результатов представлен на рисунке 2.

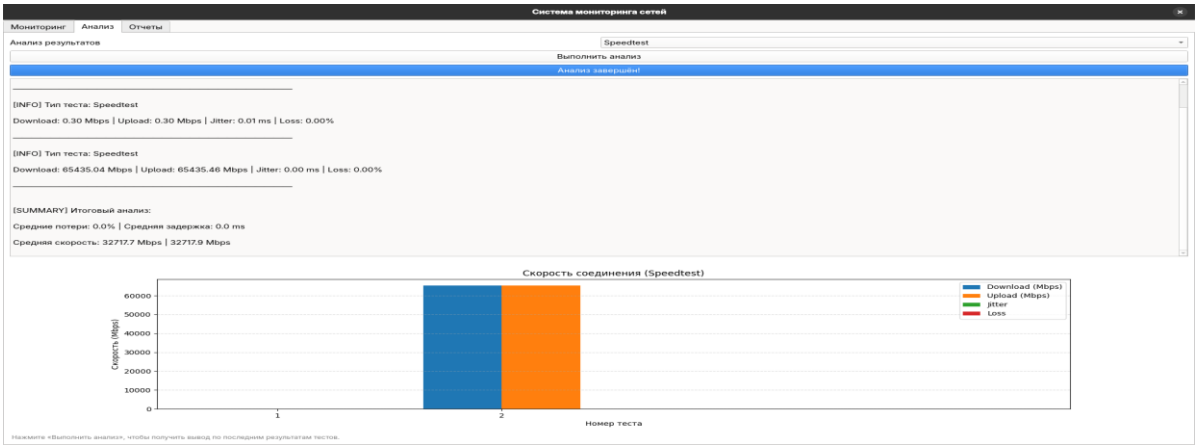


Рис. 2. Интерфейс вкладки анализов полученных результатов.

Формат PDF обеспечивает возможность создания документированных отчетов, пригодных для предоставления руководству и заказчикам, включения в техническую документацию, архивирования результатов периодического тестирования [7].

Формат TXT используется для: последующей автоматизированной обработки результатов, интеграции с внешними системами анализа, ведения детализированных логов тестирования [8].

Разработанная программа формирует структурированные PDF-отчеты, включающие: общую информацию о тестировании (дата, время, конфигурация), сводные таблицы с результатами измерений, графики изменения ключевых метрик, заключение о соответствии требованиям. Интерфейс создания отчетов показан на рисунке 3.

Разработанная методика и программный комплекс могут применяться для решения следующих задач:

Аттестация защищенных каналов связи – подтверждение соответствия требованиям безопасности и производительности.

Мониторинг соблюдения SLA – регулярная проверка выполнения обязательств провайдерами услуг связи.

Диагностика проблем производительности – выявление и локализация узких мест в сетевой инфраструктуре.

Оптимизация конфигурации сети – подбор параметров QoS на основе объективных данных.

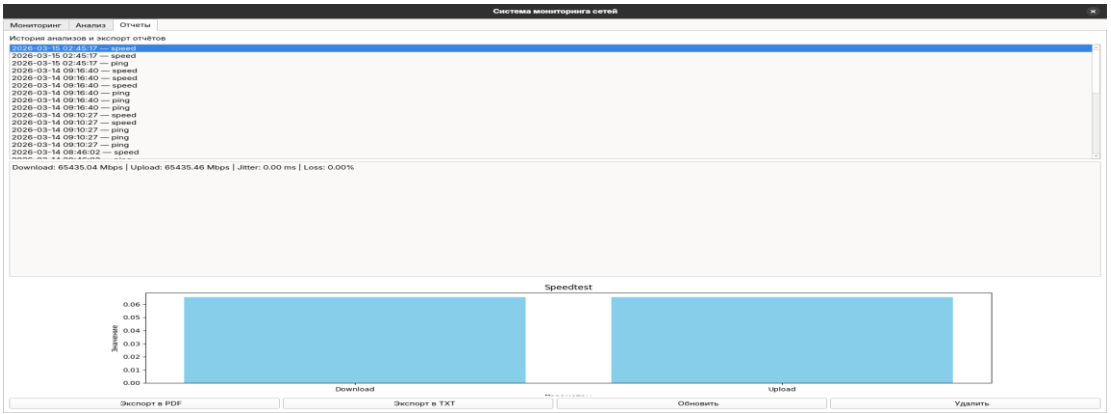


Рис. 3. Интерфейс вкладки создания отчетов.

5. Заключение

В работе представлена методика оценки эффективности передачи данных в защищенных частных сетях, реализованная в виде графической программы с функциями анализа и экспорта результатов. Разработанный подход позволяет комплексно оценивать производительность сетевых соединений с учетом требований безопасности и качества обслуживания.

Направления дальнейшего развития включают расширение набора анализируемых метрик, интеграцию с системами мониторинга корпоративного уровня и разработку модулей для прогнозирования производительности на основе методов машинного обучения.

Литература

1. Иванов А.Б., Петров В.Г. Методы оценки производительности защищенных сетей связи. // Информационные технологии и телекоммуникации, 2023, Т. 11, № 3. – С. 45-52.
2. AirSentinel: Wireless Security Audit & Analysis Tool // GitHub. – 2025. – URL: https://github.com/akankshavm22/AirSentinel-Wireless-Security-Audit-Analysis-Tool (дата обращения: 10.03.2026).
3. X-Launch Xinertel: Система тестирования производительности IP-сетей // АО «Акметрон». – 2024. – URL: https://akmetron.ru (дата обращения: 10.03.2026).
4. Network Logger IT // Mac App Store. – 2024. – URL: https://apps.apple.com (дата обращения: 10.03.2026).
5. Link-Live: облачный сервис управления результатами измерений // NetAlly. – 2024. – URL: https://www.netally.com/products/link-live/ (дата обращения: 10.03.2026).
6. UVexplorer: приложение для видимости сети // Allsoft.ru. – 2024. – URL: https://allsoft.ru/software/setevoe-soft/uvexplorer/ (дата обращения: 10.03.2026).

7. Работа с отчетами и экспорт данных // MaxPatrol VM. Справочный портал Positive Technologies. – 2024. – URL: https://docs.ptsecurity.com/ (дата обращения: 10.03.2026).
8. Network Performance Reporting Tool // SolarWinds. – 2025. – URL: https://www.solarwinds.com/network-performance-monitor (дата обращения: 10.03.2026).

REFERENCES

1. Ivanov A.B., Petrov V.G. Methods for assessing the performance of secure communication networks. // Information Technologies and Telecommunications, 2023, Vol. 11, No. 3. – Pp. 45-52.
2. AirSentinel: Wireless Security Audit & Analysis Tool // GitHub. – 2025. – URL: https://github.com/akankshavm22/AirSentinel-Wireless-Security-Audit-Analysis-Tool (accessed: 10.03.2026).
3. X-Launch Xinertel: IP Network Performance Testing System // JSC "Akmetron". – 2024. – URL: https://akmetron.ru (accessed: 10.03.2026).
4. Network Logger IT // Mac App Store. – 2024. – URL: https://apps.apple.com (accessed: 10.03.2026).
5. Link-Live: Cloud Service for Measurement Results Management // NetAlly. – 2024. – URL: https://www.netally.com/products/link-live/ (accessed: 10.03.2026).
6. UVexplorer: Network Visibility Application // Allsoft.ru. – 2024. – URL: https://allsoft.ru/software/setevoe-soft/uvexplorer/ (accessed: 10.03.2026).
7. Working with Reports and Data Export // MaxPatrol VM. Positive Technologies Help Portal. – 2024. – URL: https://docs.ptsecurity.com/ (accessed: 10.03.2026).
8. Network Performance Reporting Tool // SolarWinds. – 2025. – URL: https://www.solarwinds.com/network-performance-monitor (accessed: 10.03.2026).

АЛГОРИТМ СНИЖЕНИЯ ПОТЕРЬ В СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ РАДИОСЕТИ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ЕЕ ТРАФИКА

Б. А. Косарев[1, 2, 3], С. В. Кривальцевич[2, 3], М. Н. Туймитова [3]

[1] Омский государственный технический университет (ОмГТУ), Омск, Россия
[2] Омский научно-исследовательский институт приборостроения (ОНИИП), Омск, Россия
[3] Омский научный центр СО РАН (Институт радиофизики и физической электроники) (ОНИИП), Омск, Россия

Аннотация. В статье представлен алгоритм перераспределения источников питания системы электроснабжения радиосети, направленный на снижение нагрузочных потерь. Показаны возможности уменьшения нагрузочных потерь в распределительных сетях предприятий связи при учете выбора каналов связи. В разработанном алгоритме при перераспределении источников питания учитываются технологический и экономический факторы: динамическая и статическая устойчивость генерирующих установок, стоимость электроэнергии.

Ключевые слова: алгоритм перераспределения источников питания; радиосеть; распределенные источники энергии; радиоузел; нагрузочные потери.

ALGORITHM FOR REDUCING LOSSES IN THE POWER SUPPLY SYSTEM OF A RADIO NETWORK DEPENDING ON ITS TRAFFIC

B. A. Kosarev[1,2,3], S. V. Krivaltsevich [2,3], M. N. Tuymitova [3]

[1] Omsk State Technical University (OmSTU), Omsk, Russia
[2] Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering (ONIIP), Omsk, Russia
[3] Omsk Scientific Center SB RAS (Institute of Radiophysics and Physical Electronics), Omsk, Russia

Abstract. This article presents a algorithm for redistributing power supplies in a radio network power supply system, aimed at reducing load losses. Potential for reducing load losses in telecommunications distribution networks is demonstrated, taking into account the choice of communication channels. The developed methodology considers technological and economic factors when redistributing power supplies, including the dynamic and static stability of generating units and the cost of electricity.

Keywords: power supply redistribution algorithm; radio network; distributed energy sources; radio node; load losses.

1. Введение

Перспективным направлением развития электроэнергетики является развитие распределительных сетей по принципам распределенной генерации (РГ) [1, 2]. РГ соответствует размещению источника питания (ИП) в непосредственной близости от потребителя. Такой принцип построения распределительной сети способствует снижению нагрузочных потерь и гибкому использованию доступных энергоресурсов [3]. Тенденция объединения маломощных генерирующих установок РГ в микрогрид и минигрид способствует повышению надежности электроснабжения потребителей, увеличение резервов мощности соответствует высокой динамической устойчивости таких систем [4, 5].

Микрогрид и минигрид могут быть использованы для организации изолированной системы электроснабжения предприятий связи. Особенно перспективны такие технические решения в условиях крайнего севера, в горах. В качестве генерирующих установок могут быть использованы различные возобновляемые источники энергии, в том числе гибридные источники [6].

Особенностью работы предприятий связи является резкопеременный характер нагрузки, включение радиопередатчика соответствует скачкообразному набросу нагрузки [7]. При этом возникает следующая задача. Резкопеременный характер нагрузки радиосети соответствует смещению центра электрических нагрузок (ЦЭН), нерациональному размещению генерирующих установок. Поэтому скачки нагрузки приводят к увеличению нагрузочных потерь в распределительной сети предприятий связи.

Целью данной работы является разработка алгоритма функционирования системы электроснабжения предприятий связи, который позволит минимизировать потери в распределительной сети.

2. Алгоритм перераспределения ИП радиосети

Алгоритм программы перераспределения ИП радиосети состоит из следующих операций.

Используя метод потенциальных функций, программа выполняет разбиение картограммы на области, ограниченные эквипотенциальными линиями по формуле:

$$\Pi(x,y)=\sum_{i=1}^{n}\left[P_i\cdot e^{-\alpha\cdot\left[(x-x_i)^2+(y-y_i)^2\right]}\right], \quad (1)$$

где n – количество ЭП, x_i и y_i – координаты ЭП, P_i – мощность ЭП, α – коэффициент контрастности рельефа.

Экстремумы функции $\Pi(x, y)$ принимаются за оптимальное расположение ИП. ЭП разбиваются на группы соответственно координатам оптимального расположения ИП.

Операция определения ЦЭН группы ЭП (x_j, y_j) выполняется по следующим формулам[8]:

$$x_j=\frac{X\cdot P_j}{\sum_k\left(P_j\right)_k},\quad y_j=\frac{Y\cdot P_j}{\sum_k\left(P_j\right)_k}, \quad (2)$$

где X, Y – вектор-столбцы координат ЭП j группы, P_j – вектор-столбец мощностей ЭП j группы, k – порядковый номер ЭП в j группе.

Операция построения картограммы нагрузок выполняется построением для каждого ЭП круга, площадь которого пропорциональна мощности ЭП, по следующей формуле[8]:

$$r_i=\sqrt{\frac{P_i}{\pi\cdot m}}, \quad (3)$$

где P_i – мощность i-го ЭП, m – масштабный коэффициент.

После вычисления ЦЭН программа определяет ближайшие к ЦЭН установки генерации, дистанционно включает эти установки, а удаленные от ЦЭН установки отключает. Далее следует временной интервал бездействия, который задается инженерно-техническим персоналом. По истечению временного интервала бездействия программа запрашивает состояние ЭП и повторяет вышеперечисленные операции.

Далее в работе выполняется расчет стоимости потерь в распределительных линиях, возникающих за счет смещения ЦЭН.

Смещение ЦЭН при изменяющемся характере нагрузки рассчитывается по формуле:

$$L = \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2}\,, \quad (4)$$

где (x_1,y_1) и (x_2, y_2) – координаты ЦЭН 1 (радиопередатчик выключен) и ЦЭН 2 (радиопередатчик включен).

Фазный ток рассчитывается по формуле:

$$I = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot U \cos\varphi}\,, \quad (5)$$

где P – мощность фазы за рассматриваемый период времени, U – фазное напряжение, cos φ – коэффициент мощности.

Потери в распределительных линиях рассчитываются по формуле:

$$\Delta P = 3 \cdot I^2 \cdot r_0 \cdot L \cdot 10^{-3}\,, \quad (6)$$

где I – ток в линии, r_0 – удельное сопротивление провода, L – длина линии (смещение ЦЭН).

Стоимость потерь в линии за год оценивается по формуле [9]:

$$З = 8760 \cdot \Delta P \cdot \left(0{,}124 + \frac{T_M}{10000}\right)^2 \cdot \Delta\,, \quad (7)$$

где ΔP – потери в линиях, T_M – продолжительность максимальной нагрузки (сеанса радиосвязи), Δ – тариф электроэнергии.

3. Заключение

Рассмотрен вопрос оптимизации функционирования системы электроснабжения радиосети в зависимости от ее трафика.

Предложен алгоритм, который позволяет уменьшить потери в распределительной сети предприятий связи.

Согласно разработанному алгоритму смещение ЦЭН при скачкообразном изменении нагрузки компенсируется перераспределением ИП по группам потребителей.

Разработанный алгоритм может быть использован для оптимизации функционирования систем электроснабжения радиосетей, организованных по принципу РГ.

4. Благодарности

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 125013101211-4).

Литература

1. Бык Ф. Л., Илюшин П. В., Мышкина Л. С. Особенности и перспективы развития распределенной энергетики в России. // Известия высших учебных заведений. Электромеханика, 2021, Т. 64, № 6. - С. 78-87.
2. Статкевич А. В., Тимофеев С. С., Шишлаков В. Ф. Современные ветроэнергетические установки: обзор и тенденции развития. // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: Материалы конференции, СПб., 2022. - С. 257-261.
3. Гуревич Ю. Е., Илюшин П. В. Особенности расчетов режимов в энергорайонах с распределенной генерацией. Н. Новгород: НИУРАНХиГС, 2018. - 280 с.
4. Kakran S., Chanana S. Smart operations of smart grids integrated with distributed generation: a review. // Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2018, Vol. 81, Part 1. - P. 524-535.

5. Илюшин П. В. Особенности организации противоаварийного управления в сетях с современными генерирующими установками. // Вестник Иркутского государственного технического университета, 2018, Т. 22, № 5. - С. 134-151.
6. Дмитриенко В. Н., Лукутин Б. В. Выбор мощности генерирующего оборудования автономной солнечно-дизельной электростанции мегаваттного класса. // Фундаментальные исследования, 2015, № 4. - С. 61-66.
7. Косарев Б. А., Кривальцевич С. В., Охотников А. А., Федоров В. К. Электротехническая система с распределенной генерацией радиоцентра с резкопеременным характером нагрузки. // Омский научный вестник, 2022, № 1(181). - С. 55-60.

REFERENCES

1. Byk, F. L., Ilyushin, P. V., Myshkina, L. S. Features and prospects for the development of distributed energy in Russia. // Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Electromechanika, 2021, Vol. 64, No. 6. - Pp. 78-87.
2. Statkevich, A. V., Timofeev, S. S., Shishlakov, V. F. Modern wind power plants: review and development trends. // Wave electronics and infocommunication systems: Conference proceedings, St. Petersburg, 2022. - Pp. 257-261.
3. Gurevich, Yu. E., Ilyushin, P. V. Features of calculations of regimes in energy districts with distributed generation. Nizhny Novgorod: NIU RANHiGS, 2018. - 280 p.
4. Kakran, S., Chanana, S. Smart operations of smart grids integrated with distributed generation: a review. // Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2018, Vol. 81, Part 1. - Pp. 524-535.
5. Ilyushin, P. V. Features of the organization of emergency control in networks with modern generating units. // Bulletin of Irkutsk State Technical University, 2018, Vol. 22, No. 5. - Pp. 134-151.
6. Dmitrienko, V. N., Lukutin, B. V. Selection of the power of generating equipment for an autonomous solar-diesel power plant of the megawatt class. // Fundamental research, 2015, No. 4. - Pp. 61-66.
7. Kosarev, B. A., Krivaltsevich, S. V., Okhotnikov, A. A., Fedorov, V. K. Electrical system with distributed generation of a radio center with a sharply variable load profile. // Omsk Scientific Bulletin, 2022, No. 1(181). - Pp. 55-60.

ПРОТОТИПИРОВАНИЕ ЧМ-ТРАКТА НА ПЛАТФОРМЕ «СИСТЕМА НА КРИСТАЛЛЕ»

Б.А. Швырев, В. Г. Потапов, А.С. Антонов

Институт проблем передачи информации им. А.А. Харкевича РАН (ИППИ РАН), Москва, Российская Федерация

Аннотация. Работа посвящена актуальной проблеме прототипирования приемопередающих устройств на базе технологии программно-определяемого радио. В статье проведен анализ существующих подходов к реализации трактов цифровой обработки сигналов и выявлены их недостатки. Создан прототип ЧМ-тракта с реализацией ресурсоемких вычислительных операций в программируемой логике с помощью интеграции пользовательских IP-ядер цифровой обработки сигнала в эталонный дизайн Analog Devices, Inc. (США), а операции управления выполнены в процессорной части. Предоставлены результаты разработки прототипа ЧМ-тракта диапазона 433 МГц, а также количественные показатели затрат ресурсов ПЛИС.

Ключевые слова: программно-определяемое радио; SDR; система на кристалле; SoC; цифровая обработка сигналов (ЦОС); ЧМ-тракт; программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС); FPGA.

PROTOTYPING OF FM-PATH ON 'SYSTEM ON A CHIP' PLATFORM

B.A. Shvyrev, V.G. Potapov, A.S. Antonov

Institute for Information Transmission Problems of the Russian Academy of Sciences (Kharkevich Institute) (IITP RAS), Moscow, Russian Federation

Abstract. The paper addresses the relevant issue of prototyping transceiver devices based on software-defined radio technology. The article analyzes existing approaches to implementing digital signal processing paths and identifies their disadvantages. A prototype of an FM-path has been created with the implementation of resource-intensive computational operations in programmable logic by integrating custom digital signal processing IP cores into the Analog Devices, Inc. (USA) reference design, while control operations are performed in the processor part. The results of developing a 433 MHz FM-path prototype are provided, as well as quantitative measures of FPGA resource consumption.

Keywords: software-defined radio (SDR); system on a chip (SoC); digital signal processing (DSP); FM-path; field-programmable gate array (FPGA).

1. Введение

Традиционные архитектуры SDR (Software-defined Radio) на базе процессоров перестают удовлетворять требованиям современных широкополосных систем. Переход на аппаратную реализацию алгоритмов является критически важным шагом для достижения высокой пропускной способности. Однако проектирование исключительно средствами ПЛИС (программируемая логическая интегральная микросхема) требует глубоких специфических знаний, что может стать барьером для разработчиков, что подтверждается в работе [1]. Альтернативные подходы также имеют свои недостатки, например, системы на микроконтроллерах являются маломощными для реализации сложных систем связи [5]; USB-трансиверы (Universal Serial Bus) зависят от вычислительных мощностей стороннего устройства (например, компьютер или сервер),

ограничены пропускной способностью шины USB; высокопроизводительные системы, состоящие из отдельных узлов, сложны в аппаратной интеграции и требуют синхронизации между частями системы [2].

В связи с этим актуален переход на программируемые «системы на кристалле» SoC (System on a Chip). Эффективность такого подхода для задач SDR подтверждается в диссертации [3], где показано, что архитектура SoC является эффективным решением для прототипирования систем связи.

2. Архитектура, практическая реализация, результаты

В основе архитектуры лежит метод разделения функционала: задачи цифровой обработки сигналов выполняются в программируемой логике (PL – Programmable Logic), а управление — в операционной системе Linux на процессорной системе (PS – Processing System). Для высокоскоростного обмена данными между PL и PS применяется встроенная шина AXI-Stream (Advanced eXtensible Interface) с использованием контроллера DMA (Direct Memory Access). Пользовательские IP-ядра (Intellectual Property) встраиваются между стандартными блоками эталонного дизайна, преобразуя поток данных в зависимости от потребностей разработчика. При этом операционная система продолжает работать с радиомодулем как со стандартным периферийным устройством, т.е. при добавлении неадресных блоков, обрабатывающих поток данных, нет необходимости изменять дерево устройств. Схемы цифровых трактов представлена на рисунке 1.

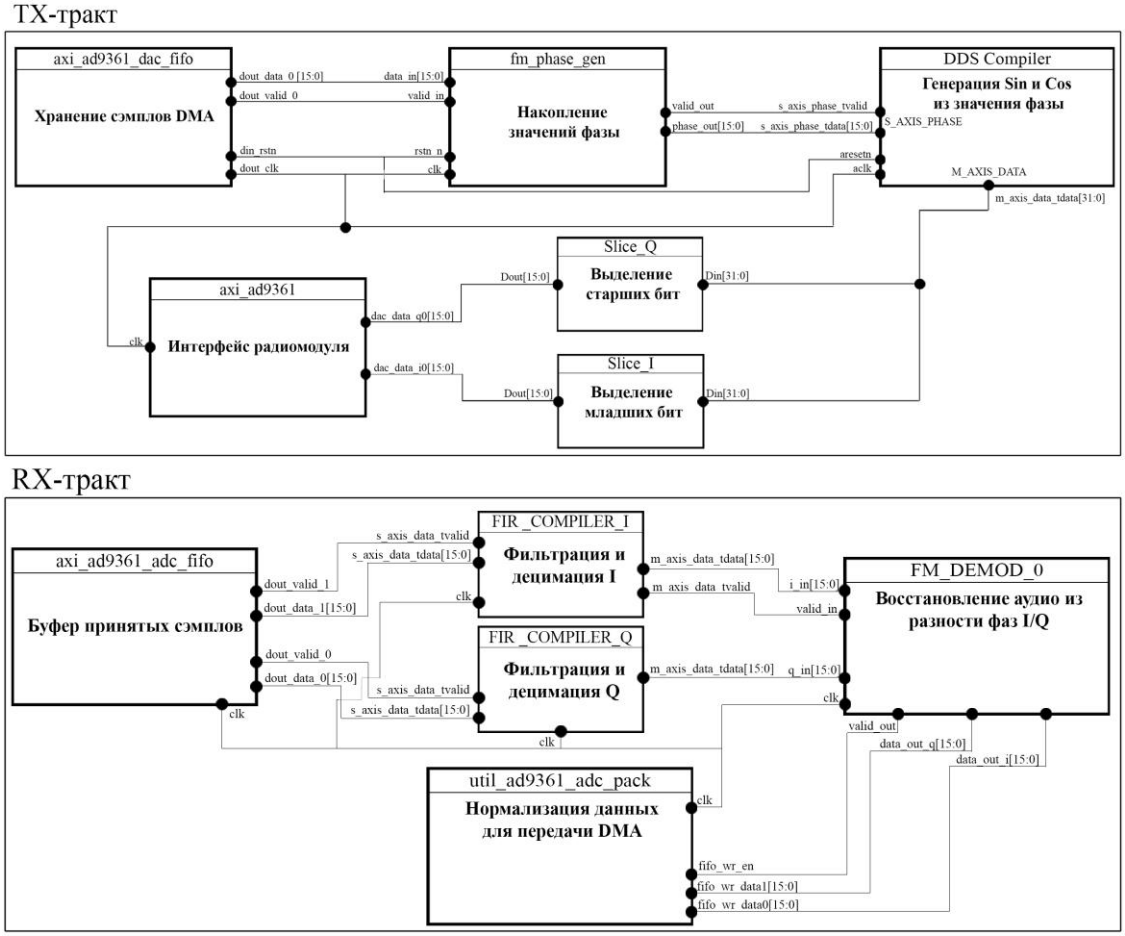


Рис. 1. Структурные схемы цифровых трактов TX и RX

Экспериментальное подтверждение выполнено путем реализации полнофункционального ЧМ-тракта (частотно модулированного) диапазона 433 МГц в условиях реального эфира с помехами. Тракт передатчика реализован на плате ZedBoard

с радиомодулем FMCOMMS3 (AD9361) [7]. В разрыв потока AXI-Stream интегрирован разработанный Verilog-модуль генератора фазы и аппаратное ядро DDS (Direct Digital Synthesizer) Compiler для синтеза сигнала. Управление осуществляется программой на языке C++ с использованием библиотеки libiio, которая прозрачно транспортирует данные из памяти DDR (Double Data Rate) в буфер ПЛИС. Тракт приемника построен на базе Puzhi 7Z100 с радиомодулем FMCOMMS3 (AD9361). Включает каскад из КИХ-фильтров (Конечная импульсная характеристика) для синфазной и квадратурной составляющих и пользовательского модуля демодуляции. Поскольку чип AD9361 осуществляет прямой перенос спектра на нулевую частоту [6], полезный сигнал обрабатывается в комплексном виде. Восстановленный и прореженный (до 50 кГц) аудиопоток передается по сети Ethernet на персональный компьютер для прослушивания принятого аудиосигнала.

Контроль параметров передатчика с помощью анализатора спектра подтвердил формирование сигнала с центральным пиком на частоте 433 МГц. Зафиксированный уровень несущей составил -64.05 дБм при уровне шумов около -90 дБм, т.е. показатель SNR (Signal to noise ratio) достигает 26 дБ. Спектр диапазона изображен на рисунке 2.

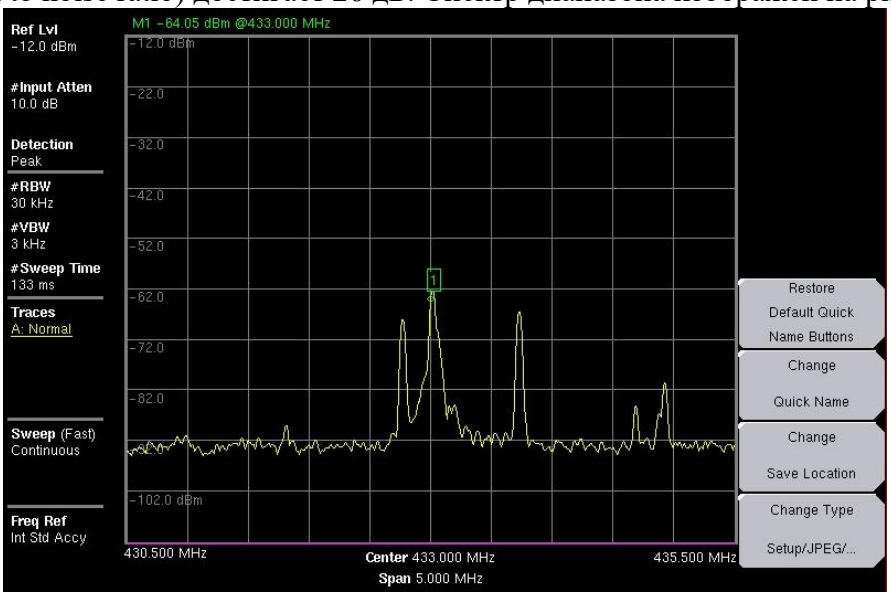


Рис. 2. Спектр формируемого сигнала на частоте 433 МГц

Количество использованных LUT (Look-Up Table) и DSP (Digital Signal Processor) для реализации ЧМ-тракта показано в таблице 1.

Таблица 1. Количество затраченных ресурсов ПЛИС

ПЛИС	**LUT** **Доступно / Использовано /% использования**	**DSP** **Доступно /Использовано /% использования**
XC7Z020	53200 / 14482 / 27%	220 / 37 / 17%
XC7Z100	277400 / 14519 / 5%	2020 / 56 / 3%

Оценка аппаратных затрат показала, что реализация тракта использует малое количество ресурсов: 27% LUT и 17% DSP для кристалла XC7Z020, и 5% LUT / 3% DSP для XC7Z100. Такие малые показатели аппаратных затрат свидетельствует о широкой перспективе для прототипирования более сложных систем связи, требующих значительно большего объема вычислений [4].

3. Заключение

Таким образом успешно создан и экспериментально верифицирован прототип ЧМ-тракта на частоте 433 МГц на базе «систем на кристалле» SoC Xilinx Zynq-7000 и трансиверов FMCOMMS3. Предложенная архитектура с методом разделения функционала позволила перенести задачи цифровой обработки (фильтрация, модуляция/демодуляция, DDS-синтез) в программируемую логику на ПЛИС, сохранив привычные методы управления параметрами в процессорной части, помимо этого, платформа SoC является универсальным и доступным инструментом для образовательных и исследовательских задач в области радиотехники, цифровой обработки сигналов и помехоустойчивого кодирования, позволяет реализовать результаты теоретического моделирования в прототипах.

Литература

1. Буланов Д. В., Лазарев В.О. Методика создания прототипа автономного мобильного приемопередатчика на платформе программируемого радио. // Computational nanotechnology, 2015, № 3. - С. 31-38.
2. Mustafa K. H. Design and implementation of SDR circuits using FPGA // Ain Shams University. Cairo, 2023.
3. Laurila S. Implementing a Modern Software Defined Radio on RFSoC-FPGA // Tampere University. Tampere, 2024.
4. Adiono T. Design and implementation of a real-time SDR-FPGA-based versatile radio frequency OFDM system / Jonathan M., Setiawan E., Fuada S., Sutisna N., Mulyawan R., Syafalni I. Design and implementation of a real-time SDR-FPGA-based versatile radio frequency OFDM system // Integration, 2025, Vol. 105. - 102486.
5. Akeela R., Dezfouli B. Software-defined Radios: Architecture, state-of-the-art, and challenges // Computer Communications, 2018. - Vol. 128. - Pp. 106–125.
6. Analog Devices Inc. AD9361: RF Agile Transceiver Data Sheet (Rev. G). https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9361.pdf, 09.02.2026.
7. Pu D., Cozma A., Hill T. Four Quick Steps to Production: Using Model-Based Design for Software-Defined Radio // Analog Dialogue, 2015, Vol. 49.

References

1. Bulanov D.V., Lazarev V.O. Method of standalone mobile transceiver prototyping on software defined radio platform. // Computational nanotechnology, 2015, No. 3. – Pp. 31-38.
2. Mustafa K. H. Design and implementation of SDR circuits using FPGA // Ain Shams University. Cairo, 2023
3. Laurila S. Implementing a Modern Software Defined Radio on RFSoC-FPGA // Tampere University. Tampere, 2024.
4. Adiono T. Design and implementation of a real-time SDR-FPGA-based versatile radio frequency OFDM system / Jonathan M., Setiawan E., Fuada S., Sutisna N., Mulyawan R., Syafalni I. // Integration, 2025, Vol. 105. – 102486.
5. Akeela R., Dezfouli B. Software-defined Radios: Architecture, state-of-the-art, and challenges // Computer Communications, 2018, Vol. 128. – Pp. 106-125.
6. Analog Devices Inc. AD9361: RF Agile Transceiver Data Sheet (Rev. G). https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9361.pdf, 09.02.2026.
7. Pu D., Cozma A., Hill T. Four Quick Steps to Production: Using Model-Based Design for Software-Defined Radio // Analog Dialogue, 2015, Vol. 49.

ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ STARLINK

В.А. Буланов[1], Н.Н. Бураков[1], А.Ю. Трущинский[1], С.А. Буланов[2]

[1]ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
[2]183 учебный центр (г. Ростов-на-Дону)

Аннотация. В статье выполнен анализ опубликованных научных работ, посвящённых структуре спутниковой системы связи Starlink, а также характеристикам сигналов восходящей и нисходящей линий связи. Рассмотрены особенности частотного плана системы, параметры абонентских терминалов и принципы формирования сигналов на основе технологии OFDM. Показано, что для сигналов Starlink характерно использование синхронизирующих последовательностей на основе М-последовательностей, а также наличие параметров, позволяющих реализовать их обнаружение и последующую обработку. На основании проведённого анализа сделан вывод о возможности обнаружения сигналов спутниковой системы связи Starlink и определены направления дальнейших исследований, связанных с разработкой алгоритмов их обнаружения.

Ключевые слова: спутники, STARLINK, низкоорбитальные , связь, радиосвязь, характеристики, сигналы,

SIGNAL CHARACTERISTICS OF THE STARLINK SATELLITE COMMUNICATION SYSTEM

V.A. Bulanov[1], N.N. Burakov[1], A.Yu. Trushchinskiy[1], S.A. Bulanov[2]

[1]Military Educational and Scientific Center of the Air Force “N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Air Force Academy”, Voronezh, Russia
[2]183 Training Center, Rostov-on-Don, Russia

Abstract. The paper analyzes published scientific works devoted to the structure of the Starlink satellite communication system and the characteristics of its uplink and downlink signals. The frequency plan of the system, the parameters of user terminals, and the principles of signal generation based on OFDM technology are considered. It is shown that Starlink signals are characterized by the use of synchronization sequences based on M-sequences, as well as by the presence of parameters that make their detection and subsequent processing possible. Based on the performed analysis, a conclusion is drawn about the possibility of detecting Starlink satellite communication system signals, and directions for further research related to the development of detection algorithms are identified.

Keywords: satellite communications; Starlink; low Earth orbit satellite systems; OFDM; signal characteristics; signal detection; synchronization.

1.Введение

Развитие телекоммуникационной инфраструктуры выступает одним из ключевых факторов сохранения государственной самостоятельности в технологической, экономической и политической сферах. Приоритетными требованиями к таким системам сегодня являются защищенность каналов, бесперебойность передачи данных и возможность охвата больших территорий с сохранением высокой скорости соединения. В этой связи достижение полного покрытия населенных районов планеты наиболее

целесообразно реализовывать через развертывание спутниковых группировок, что подтверждается актуальными исследованиями [1].

В Китайской Народной Республике развитие спутниковых телекоммуникационных проектов, ориентированных на высокоскоростную передачу данных, происходит при участии государственно-частных структур. Примерами таких инициатив выступают системы «Цяфань», «Гованг» и «Хунху-3». В настоящий момент эти группировки проходят этап развертывания: осуществляются первые запуски космических аппаратов, и до полного выполнения заявленных функций, даже в границах самого Китая, им еще далеко.

Совершенно иная ситуация наблюдается в Соединенных Штатах, где функционируют спутниковые системы связи (ССС) OneWeb и Starlink. Обе сети уже введены в эксплуатацию и способны предоставлять высокоскоростной широкополосный доступ к глобальной сети на значительной части планеты. При этом их целевое назначение различается: если OneWeb ориентирована преимущественно на решение транспортных и логистических задач, то Starlink нацелена на массового потребителя. Однако особый интерес для изучения представляет именно система Starlink, что обусловлено ее активным применением в зонах вооруженных конфликтов для обеспечения надежной связи. Успешное использование возможностей данной сети в экстремальных условиях делает анализ ее характеристик особенно актуальным, подтверждая ее высокую практическую значимость и техническую реализованность.

Цель статьи – выполнить анализ структуры ССС Starlnk и характеристик ее нисходящей и восходящей линии связи.

2.Теоретическое обоснование.

ССС Starlink разработана и принадлежит американской компании SpaceX. Данную систему удалось реализовать в кратчайшие сроки за счет развитой и технологичной космической инфраструктуры компании, а также за счет применения конвейерной сборки связных ИСЗ [1] и многоразового использования ракетоносителей.

В состав ССС Starlink входит космический и наземный сегменты [2]. Космический сегмент – это порядка 7000 ИСЗ первого и второго поколения. Спутники находятся на низких околоземных орбитах от 500 до 570 км и решают задачи ретрансляции информационных потоков данных и обеспечения связи с пользовательскими наземными абонентскими терминалами (АТ) и шлюзовыми станциями. Наземный сегмент включает в себя совокупность пользовательских АТ, шлюзовые станции и станции управления ИСЗ и сбора телеметрии. Шлюзовые станции в свою очередь имеют выход в транспортную телекоммуникационную сеть.

Частотный план ССС Starlink приведен в таблице 1 [3].

Таблица 1. Частотный план ССС Starlink.

Тип канала связи	Частотный диапазон, ГГц	Пропускная способной в 1 поляризации, МГц	Количество поляризаций
«АТ – ИСЗ»			
линия «вверх»	12.75 – 13.25 14 – 14.5 18.8 – 19.3 19.7 – 20.2	500 500 500 500	2
линия «вниз»	10.7 – 12.75 17.8 – 18.6	2050 800	2

Тип канала связи	Частотный диапазон, ГГц	Пропускная способной в 1 поляризации, МГц	Количество поляризаций
	18.8 – 19.3 19.7 – 20.2	300 500	
«Шлюзовая станция – ИСЗ»			
линия «вверх»	27.5 – 29.1 29.5 – 30 81 – 86	1600 500 5000	2
линия «вниз»	17.8 – 18.6 18.8 – 19.3 71 – 76	800 500 5000	2

На сегодняшний день для организации нисходящей линии связи «ИСЗ – АТ» используется диапазон частот 10.7 – 12.75 ГГц, при этом полоса частот 1 канала связи составляет 240 МГц (также имеется возможность организации каналов связи шириной 120, 60, 30 и 15 МГц). Для организации восходящей лини связи «АТ – ИСЗ» используется диапазон частот 14 – 14.5 ГГц с полосой частот 1 канала в 60 МГц (также имеется возможность организации каналов связи шириной 30 и 15 МГц).

Для связи с АТ на ИСЗ имеются 3 передающие антенные фазированные решетки (ФАР) и одна приемная с электронным управлением формой ДНА и ее направлением. Эти же антенны применяются для телеметрического обмена в диапазоне 12.15 – 12.25 ГГц и 18.55 – 18.6 ГГЦ.

Максимальный угол отклонения луча ДНА ИСЗ составляет примерно 56°, ширина луча варьируется от 2.5° в надире до 4° к краю зоны обзора. Ширина зоны обзора одного ИСЗ составляет порядка 1000 км. Зона обзора на поверхности Земли делится на ячейки обслуживания с диаметром 24 км, которые просматриваются последовательным переключением от ячейки к ячейке. Одним лучом может одновременно обслуживаться до 120 АТ в одной ячейке.

АТ ССС Starlink включает в себя приемник сигналов с ФАР, подключенный к WiFi модулю. Посредством WiFi модуля осуществляется подключение конечных потребителей к системе. На сегодняшний день в ССС Starlink используются АТ типа UT-1, UT-2 и ESIM. Их основные характеристики представлены в таблице 2 [1].

Таблица 2. Основные технические характеристики АТ

Параметр	Значение
Диапазон частот, ГГц – прием – передача	 10.7 – 12.7 14 – 14.5
Ширина полосы частот, ГГц – прием – передача	 2000 500
Размер ФАР, м	0.31x0.31
Время работы на передачу, %	11 – 14
Усиление антенны, дБи – прием – передача	(в зенит – отклоненный на 60°) 30 – 34.2 30 – 34.6
Ширина ДНА	(в зенит – отклоненный на 60°)

Параметр	Значение
– прием – передача	3.4° – 5.5° 2.8° – 5.5°
Мощность излучения, Вт	(в зенит – отклоненный на 60°) 0.76 – 4.06
Используемые полосы частот, МГц – прием – передача	 240, 120, 60, 30, 15 60, 30, 15

Для передачи в АТ в основном используются каналы с полосой частот 60 МГц [2, 4].

В [2] также приведены ДНА для различных углов визирования АТ ИСЗ, при этом уровень первых боковых лепестков на 15–20 дБ ниже уровня основного лепестка ДНА АТ, уровень остальных боковых лепестков спадает по мере увеличения угла визирования от нормали к плоскости антенны АТ.

3. Особенности формирования сигналов Starlink

Для организации многоканальной высокоскоростной связи в ССС Starlink используется технология ортогонального частотного мультиплексирования с частотным разделением каналов (OFDM). При этом информация передается в виде символов OFDM, разделенных защитным временным интервалом. Для обеспечения частотной ортогональности в системах с OFDM частотный разнос между канальными несущими составляет $\Delta f = \frac{1}{T_{\text{inf}}}$, где T_{inf} – длительность информационной части символа OFDM. То есть на интервале T_{inf} для разных каналов должно укладываться целое число разностной частоты. В виду высокой плотности уплотнения спектра системы OFDM чувствительны к помехам, вызывающим искажения спектра сигнала [5].

Из-за многолучевости распространения электромагнитных волн в системах связи с OFDM возникает межсимвольная интерференция (МСИ), которая приводит к искажениям спектра модулированного сигнала и увеличению количества ошибок. Для устранения МСИ в системах OFDM к информационной части символа OFDM добавляют префикс (защитную преамбулу) длительностью GT_{inf}, где G – коэффициент, определяющей размер части символа OFDM, используемой в качестве префикса. Префикс символа OFDM – это конечная часть информационной части символа OFDM, скопированная в начало символа. Длительность защитного префикса должна превышать максимально возможный интервал возникновения МСИ. Префикс и информационная часть образуют символ OFDM длительностью T_{sym} (рисунок 1).

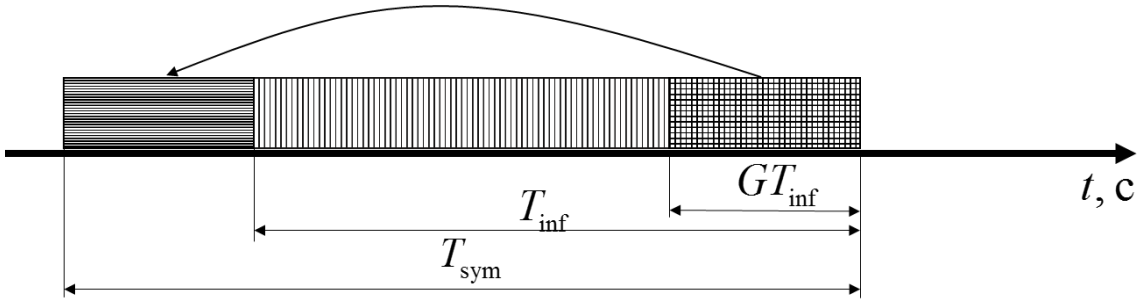


Рис. 1. Символ OFDM

Для повышения скорости передачи информации каждый символ OFDM имеет внутреннюю модуляцию. В ССС Starlink предусмотрена амплитудная и фазовая модуляции, а именно BPSK, DPSK, 4…64QAM. На данный момент для модуляции информационной части сигнала используется 4QAM и 16QAM.

В [5] и [6] показана тождественность представления непрерывного сигнала на интервале времени T_{inf}, состоящего из N поднесущих с частотным шагом $\Delta f = \frac{1}{T_{\text{inf}}}$, модулированных информационными символами, действительной части обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ). Используя данное свойство, в современных системах связи с OFDM для формирования информационных сигналов применяют последовательно параллельное преобразование последовательности информационных битов (в зависимости от используемого типа модуляции), выполнение ОДПФ на интервале T_{inf}, добавление защитного префикса, цифро-аналоговое преобразование (ЦАП) и последующий перенос на несущую частоту $f_{\text{н}}$ (рисунок 2)

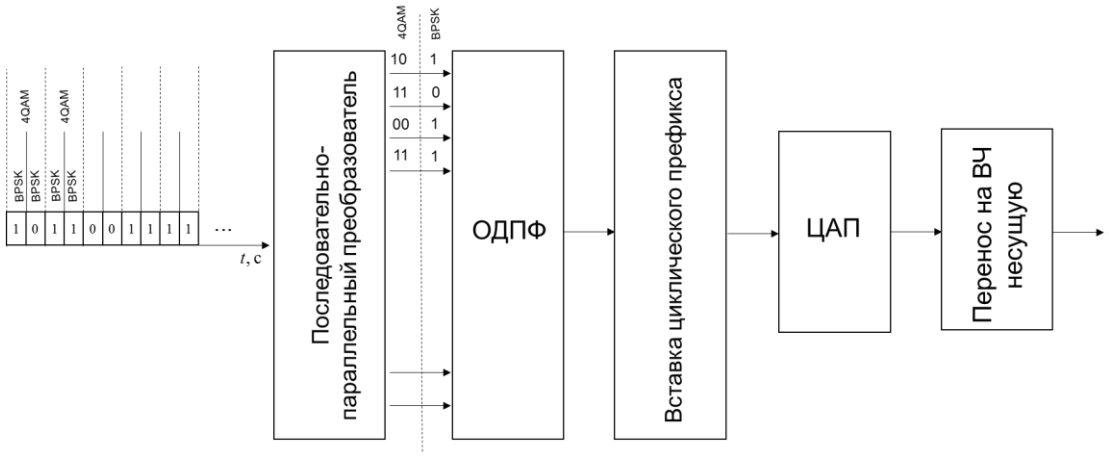


Рис. 2. Схема формирования OFDM сигнала

Между собой OFDM символы разделяются защитным временным интервалом, образуя кадр OFDM (рисунок 3 [6]). Количество несущих в OFDM символе и число OFDM символов в кадре определятся протоколом обмена физического уровня.

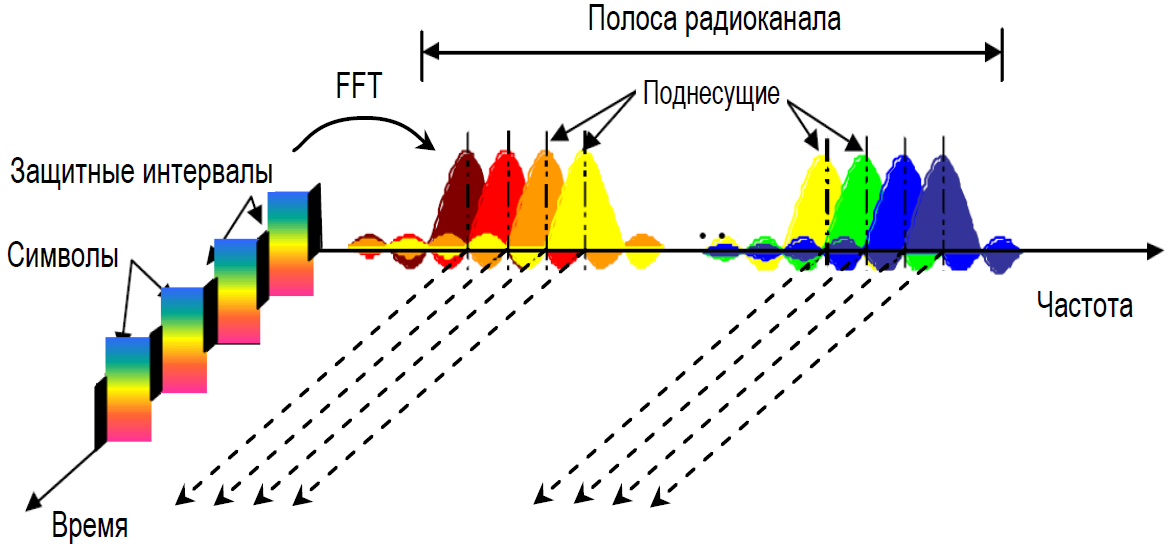


Рис. 3. Структура OFDM кадра

4. Характеристики синхронизации и обнаружения сигналов

В системах связи, использующих технологию OFDM, необходимо с высокой точностью определять момент начала символа для обеспечения его безошибочной демодуляции. Для этого применяются различные процедуры синхронизации, как с использованием защитного префикса, так и со специализированными синхронизирующими последовательностями. В виду того, что для ССС характерны большие дальности установления связи, то в них применяются специальные синхронизирующие последовательности.

В [7] исследуется сигнал нисходящей (ИСЗ–АТ) линии связи ССС Starlink в интересах реализации системы спутниковой навигации, при которой сигналы ССС используются для определения собственных скоростных параметров носителя и текущих координат. Делается вывод о том, что для сигналов нисходящей линии связи ССС Starlink используется специализированная первичная синхронизирующая последовательность (ПСП), вторичная синхронизирующая последовательность (ВСП) в виде стандартного OFDM символа с модуляцией 4QAM и последовательность кодовой синхронизации (ПКС), также в виде стандартного OFDM символа с модуляцией 4QAM. С данных синхронизирующих последовательностей начинается каждый кадр OFDM символов в ССС. Установлено, что они были идентичны для всех наблюдаемых при проведении эксперимента спутников. При этом ПСП используется для определения момента начала кадра, а ВСП и ПКС используются для оценки доплеровских сдвигов и других сигнальных параметров, необходимых для правильной демодуляции передаваемых OFDM символов.

В [4] представлено исследование восходящей (АТ–ИСЗ) линии связи ССС Starlink. Установлена схожесть сигналов восходящий и нисходящей линии, при этом показано, что для синхронизации в сигнале восходящей линии используется ПСП такой же структуры. В [4] также показано, что 97% зафиксированных при наблюдении передаваемых кадров ССС имело полосу пропускания $F = 62.5$ МГц, что соответствовало одному из восьми подканалов в пределах полосы пропускания восходящей линии (14–14.5 ГГц). Период повторения кадров в системе изменяется по псевдослучайному закону. Для большинства кадров период повторения составляет $T_{\text{п}} = 6.67, 8, 9.33, 10.67, 16, 18.67$ мс и, с большой вероятностью, зависит от характера передаваемой информации и конфигурации наблюдаемой спутниковой системы.

Стоит также отметить, что длительность кадра (количество OFDM символов в кадре) – переменная величина. Для большинства наблюдаемых кадров она составила $T_{\text{к}} = 0.84$ мс. При этом в [4] установлена длительность OFDM символа $T_{\text{sym}} = 17.87$ мкс, что является одним из наиболее важных параметров, необходимых для реализации алгоритмов обнаружения сигналов ССС Starlink.

Согласно [4] и [7], для синхронизации нисходящей и восходящей линии связи в ССС Starlink используется ПСП на основе М-последовательности. ПСП представляет собой повторяющуюся 8 раз (помимо префикса, который также есть в ПСП для исключения МСИ) М-последовательность, полученную с использованием образующего характеристического многочлена вида $f(x) = x^7 + x^3 + 1$. В ПСП применяется дифференциальная фазовая модуляция (DPSK) (фаза символа меняется на $\pi/2$ когда на вход модулятора поступает 1 из последовательности). Первое повторение М-последовательности и циклический префикс инвертированы по фазе относительно остальной части ПСП. Длительность ПСП равна длительности OFDM символов T_{sym}, используемых в системе. Информации о начальном значении М-последовательности

нет, но можно предположить, что оно меняется от кадра к кадру. Это подтверждается тем, что в [4] фиксировались различные ПСП от кадра к кадру, но с сохранением корреляционных свойств ПСП.

В [7] определено, что при формировании OFDM символов нисходящей линии ССС Starlink используется $N = 1024$ каналов на своих несущих. Величина префикса составляет $G = 1/32$ от длительности информационной части символа. Можно предположить, что данные параметры применяются при формировании OFDM символов восходящей линии связи, что частично подтверждается [4]. Данное предположение также можно обосновать требованиями к унификации, простоте и снижению стоимости оборудования ССС Starlink.

В [2] для обнаружения сигналов АТ СС Starlink использовались аппаратура и программное обеспечение из состава отечественного комплекса радиомониторинга. Аппаратура включала в себя приемное устройство, устройство управления и обработки сигналов. Приемное устройство состояло из антенного усилителя диапазона 12…18 ГГц и преобразовательного устройства с полосой мгновенного обзора 500 МГц на промежуточной частоте 1750 МГц. Устройство управления и обработки сигналов включало в себя все необходимые компоненты для управления приемником и модуль цифровой обработки сигналов. Модуль цифровой обработки сигналов позволял вести непрерывную запись усредненных обнаруженных спектров в выбранном рабочемдиапазоне, а также осуществлять кратковременные записи квадратурных сигналов в полосе 500 МГц длительностью до двух секунд с частотой дискретизации 625 МГц. В качестве антенны для создания исследовательского стенда был использован прямоугольный рупор с коэффициентом направленного действия 23 дБ.

Данная аппаратура позволила зафиксировать и записать сигналы, излучаемые с АТ с хорошим качеством. В [2] по анализу представленных спектрограмм и осциллограмм не делается вывод о наличии зафиксированных сигналах структур, характерных для OFDM, а также не исследуются вопросы обнаружения и распознавания синхронизирующих последовательностей, при этом определяются длительности импульсов, межимпульсных интервалов, ширина спектра сигнала и т.д. Однако представленные в [2] результаты согласуются с предположением использования OFDM сигналов в АТ ССС Starlink, где количество символов в OFDM кадре варьируется в зависимости от типа передаваемой информации и заданного частотного плана ведения радиообмена. Также на представленных спектрограммах видно, что каждый записанный импульс излучения сопровождается синхронизирующей последовательностью, уровень которой превышает остальную информационную часть.

5. Заключение

Таким образом, на основании проведённого анализа можно сделать следующие выводы:

1. В ССС Starlink для канального уплотнения используется технология OFDM.
2. Структуры сигналов восходящей и нисходящей линий связи являются схожими.
3. Для синхронизации в ССС Starlink используются сигналы на основе М-последовательности.

Следовательно, для обнаружения сигналов восходящей линии связи могут быть использованы подходы, синтезированные для выполнения синхронизации в беспроводных OFDM-системах [5]. Адаптация данных способов к задаче обнаружения сигналов восходящей линии связи Starlink представляет собой направление дальнейших исследований.

Литература

1. Пехтерев С. В., Макаренко С. И., Ковальский А. А. Описательная модель системы спутниковой связи Starlink // Системы управления, связи и безопасности. 2022. № 4. С. 190–255.
2. Куприянов З. П., Куприянов П. В., Петров С. А., Терешкин Е. В., Тимофеев С. А. Исследование сигнала восходящей линии связи абонентских терминалов системы спутниковой связи Starlink // Системы управления, связи и безопасности. 2024. № 4. С. 287–304.
3. Технология OFDM. Учебное пособие для вузов / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.М. Шлома, А.П. Шумов. – Горячая линия – Телеком, 2017. – 352 с.
4. Маглицкий Б.Н. Основы технологии OFDM: Учебное пособие / Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Новосибирск: 2016. – 116 с.

References

1. SpaceX Gen2 non-geostationary satellite system. Attachment A. Technical Information to Supplement Schedule S [Электронный ресурс] – URL: https://starlink.com/resources.html (дата доступа 01.09.2025).
2. Stock W., Hofmann C.A., Knopp A. LEO–PNT with Starlink: development of a burst detection algorithm based on signal measurement // WSA & SCC 2023; 26th International ITG Workshop on Smart Antennas and 13th Conference on Systems, Communications, and Coding. 2023. P. 1–6.
3. Humphreys T.E., Iannucci P.A., Komodromos Z.M., Graft A.M. Structure of the Starlink Ku-Band Downlink // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems T. 59. V. 5. 2023. P. 6016–6030.

ОРГАНИЗАЦИЯ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ СТАНДАРТА DMR В УДАЛЕННЫХ РЕГИОНАХ ПРИ ОТСУТСТВИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ

В.А. Плешков, К.С. Костерев, П.В. Долгушин, С.А. Ермаков, П.И. Паршин

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В работе рассматриваются подходы к организации профессиональной цифровой радиосвязи стандарта DMR в удаленных и труднодоступных регионах при отсутствии развитой телекоммуникационной инфраструктуры, включая волоконно-оптические линии связи, проводные телефонные сети и сети сотовой связи. Проанализированы три технических решения, применимых в таких условиях: межсайтовое соединение радиосайтов через спутниковый канал связи, использование радиоудлинителей на основе переносных ретрансляторов, а также развертывание транспортных радиостанций с одночастотной ретрансляцией (single frequency retranslator, SFR), размещаемых на беспилотных летательных аппаратах. Для каждого подхода рассмотрены технические и экономические преимущества и ограничения, особенности зоны радиопокрытия и практические аспекты применения. Показано, что выбор конкретного решения определяется характером местности, требованиями к зоне покрытия, мобильностью системы и допустимыми затратами. Рассмотрены примеры применения при проведении аварийно-спасательных и поисковых работ в горной местности.

Ключевые слова: профессиональная радиосвязь; DMR; удаленные регионы; радиоудлинитель; спутниковая связь; SFR; беспилотные летательные аппараты.

ORGANIZATION OF PROFESSIONAL DMR RADIO COMMUNICATION IN REMOTE REGIONS IN THE ABSENCE OF TELECOMMUNICATION INFRASTRUCTURE

V.A. Pleshkov, K.S. Kosterev, P.V. Dolgushin, S. A. Ermakov, P.I. Parshin

JSC “Concern “Sozvezdie”, Voronezh, Russian Federation

Abstract. This paper analyzes approaches to organizing professional digital radio communication compliant with the DMR standard in remote and hard-to-reach regions where telecommunication infrastructure such as optical fiber networks, wired telephony, and cellular communication is unavailable. Three technical solutions are considered: inter-site connection via satellite communication channels, the use of radio extenders based on portable repeaters, and deployment of transport radio stations with single frequency retransmission (SFR) mounted on unmanned aerial vehicles. Technical and economic advantages and limitations, coverage characteristics, and practical application features are discussed. It is shown that the choice of a particular solution depends on terrain conditions, required coverage area, system mobility, and cost constraints.

Keywords: professional radio communication; DMR; remote regions; radio extender; satellite communication; SFR; unmanned aerial vehicles.

1. Введение

Организация надежной радиосвязи в удаленных и труднодоступных регионах представляет собой одну из наиболее сложных задач при построении систем профессиональной мобильной связи. К таким регионам относятся горные районы,

лесные массивы, арктические и труднопроходимые территории, а также зоны временного развертывания аварийно-спасательных подразделений. В подобных условиях отсутствует либо крайне ограничена телекоммуникационная инфраструктура, включая проводные линии связи и сети сотовой связи, что существенно ограничивает применение традиционных архитектур систем связи [7, 8].

В указанных условиях применение традиционных архитектур систем радиосвязи, ориентированных на использование проводных каналов или IP-сетей общего пользования, оказывается невозможным либо экономически нецелесообразным. Вместе с тем, к системам профессиональной радиосвязи в таких регионах предъявляются повышенные требования по надежности, автономности, масштабируемости и устойчивости к отказам.

Стандарт DMR (Digital Mobile Radio) благодаря поддержке цифровой передачи речи и данных, а также гибким режимам работы ретрансляторов, широко применяется в системах профессиональной радиосвязи [1-3]. Однако для его эффективного использования в удаленных регионах требуются специальные архитектурные решения, компенсирующие отсутствие инфраструктуры и сложные условия распространения радиоволн.

Целью настоящей работы является анализ и сопоставление технических подходов к организации радиосети DMR в условиях отсутствия телекоммуникационной инфраструктуры и определение областей их рационального применения.

2. Общая постановка задачи и условия применения

Под удаленными регионами в рамках данной работы понимаются территории, для которых характерно отсутствие волоконно-оптических и проводных линий связи, отсутствие либо нестабильное покрытие сетей сотовой связи, а также сложный рельеф местности, ограничивающий радиовидимость. Подобные условия типичны для районов проведения аварийно-спасательных работ, что отражено в рекомендациях международных организаций по экстренной связи [7].

Типичными примерами таких условий являются горно-лесистые районы, высокогорные курорты, протяженные маршруты поисково-спасательных операций, а также районы ликвидации чрезвычайных ситуаций.

В этих условиях система радиосвязи должна обеспечивать устойчивую связь между портативными радиостанциями, возможность выхода на диспетчерский пункт, передачу служебных данных и масштабируемость зоны покрытия без развертывания стационарной инфраструктуры [8].

В зависимости от характера задачи, система радиосвязи должна обеспечивать:

– устойчивую связь между портативными радиостанциями;
– возможность выхода на диспетчерский пункт;
– передачу служебных данных, включая координаты абонентов;
– масштабируемость зоны покрытия без развертывания стационарной инфраструктуры.

В данной работе рассматриваются три архитектурных решения, позволяющих решить указанные задачи с использованием оборудования стандарта DMR.

3. Межсайтовое соединение через спутниковый канал связи

Одним из универсальных подходов к организации радиосвязи в удаленных регионах является построение многосайтовой системы DMR с использованием спутникового канала связи для межсайтового взаимодействия. В этом случае каждый

радиосайт оснащается собственным ретранслятором, а обмен сигнальной и речевой информацией между сайтами осуществляется через спутниковый IP-канал [1-3].

К основным преимуществам данного подхода относится практически неограниченная зона покрытия, определяемая зоной обслуживания спутниковой системы связи. Архитектура системы при этом не зависит от рельефа местности, что особенно важно в горных и труднодоступных районах. Технические особенности и ограничения спутниковых каналов, включая задержки передачи и ограниченную пропускную способность, подробно рассмотрены в специализированной литературе [4].

С технической точки зрения спутниковое межсайтовое соединение обеспечивает прозрачную передачу цифровых потоков DMR между ретрансляторами. Однако для такого решения характерны значительные задержки передачи данных, обусловленные особенностями спутниковых каналов, а также ограниченная пропускная способность. Эти факторы накладывают ограничения на количество одновременно обслуживаемых вызовов и требуют учета при проектировании системы.

К основным преимуществам данного подхода относится практически неограниченная зона покрытия, определяемая зоной обслуживания спутниковой системы связи, исключением будет только работа в арктической зоне, так как использование геостационарных спутников (например, Ямал-401) будет не эффективным ввиду снижения энергетики из-за малых углов места (менее 7 градусов). Архитектура системы при этом не зависит от рельефа местности, что особенно важно в горных и труднодоступных районах. Технические особенности и ограничения спутниковых каналов, включая задержки передачи и ограниченную пропускную способность, подробно рассмотрены в специализированной литературе [4].

4. Радиоудлинитель на основе переносного ретранслятора

Экономические ограничения связаны с высокой стоимостью спутникового оборудования и эксплуатационных расходов, что делает данный подход целесообразным преимущественно для стационарных или длительных развертываний в районах с полностью отсутствующей альтернативной инфраструктурой.

В отличие от многосайтовых систем с проводным или спутниковым межсайтовым соединением, радиоудлинитель не требует наличия IP-канала между узлами. Взаимодействие между базовой станцией и вынесенным ретранслятором осуществляется по радиоканалу DMR, что делает данное решение особенно привлекательным для труднодоступных районов с полным отсутствием телекоммуникационной инфраструктуры [4].

К техническим преимуществам данного подхода относится простота развертывания и сравнительно низкая стоимость оборудования. Переносной ретранслятор может быть доставлен и установлен в промежуточной точке маршрута, обеспечивая расширение зоны радиопокрытия за счет выгодного размещения по высоте и улучшенной радиовидимости. Применение направленных антенн на канале связи между базовой станцией и радиоудлинителем позволяет дополнительно увеличить дальность устойчивой связи и снизить влияние помех.

Применение радиоудлинителей позволяет существенно увеличить дальность связи за счет выгодного размещения ретранслятора и использования направленных антенн. Экспериментальные и практические результаты применения подобных схем подтверждают возможность обеспечения устойчивой связи на протяженных маршрутах и в линейных сценариях, характерных для поисково-спасательных операций [5].

К ограничениям данного подхода относится ограниченная пропускная способность, обусловленная использованием одного или двух тайм-слотов для

обслуживания как абонентов, так и удаленного узла, что требует тщательного планирования сценариев эксплуатации.

С экономической точки зрения радиоудлинитель является одним из наиболее эффективных решений при необходимости расширения зоны покрытия на ограниченное расстояние без существенных капитальных затрат, что делает его востребованным в системах профессиональной радиосвязи аварийно-спасательных служб.

5. Использование транспортной радиостанции с одночастотной ретрансляцией (SFR) на беспилотных летательных аппаратах

Перспективным направлением расширения зоны радиопокрытия в удаленных регионах является использование транспортных радиостанций с одночастотной ретрансляцией (Single Frequency Retranslator, SFR), размещаемых на беспилотных летательных аппаратах. Подобные решения широко рассматриваются в научных работах, посвященных беспроводным сетям с использованием БПЛА [5, 6].

Практическое применение подобных решений рассматривалось, в частности, для обеспечения связи на территории горнолыжных комплексов и высокогорных районов, таких как район Эльбруса, где сложный рельеф и быстро меняющиеся условия делают развертывание стационарной инфраструктуры затруднительным. Использование БПЛА с SFR позволяет временно обеспечить радиосвязь между спасательными группами и диспетчерским пунктом, а также существенно увеличить площадь контролируемой территории.

Размещение ретранслятора на БПЛА обеспечивает значительное увеличение радиогоризонта и позволяет временно организовать связь между абонентами, находящимися в зоне прямой радиовидимости летательного аппарата. Это особенно эффективно при проведении поисково-спасательных операций в горной местности, где стационарное развертывание инфраструктуры затруднено или невозможно [7].

С экономической точки зрения применение БПЛА с SFR оправдано в задачах кратковременного развертывания связи и в ситуациях, когда альтернативные способы расширения зоны покрытия невозможны или требуют значительно больших затрат.

6. Сравнительный анализ подходов

Рассмотренные подходы к организации радиосвязи DMR в удаленных регионах обладают различными областями рационального применения. Спутниковые межсайтовые соединения обеспечивают максимальную географическую независимость, но сопровождаются высокими эксплуатационными затратами и задержками передачи данных [4]. Радиоудлинители на основе переносных ретрансляторов представляют собой экономически эффективное решение для линейных и локальных сценариев применения [5].

Использование одночастотной ретрансляции с применением БПЛА ориентировано на временные и оперативные задачи, где ключевым фактором является скорость развертывания и мобильность системы [6, 7]. В практических системах профессиональной радиосвязи данные подходы могут комбинироваться в зависимости от условий эксплуатации.

7. Заключение

Проведенный анализ показал, что задачи организации профессиональной радиосвязи стандарта DMR в удаленных и труднодоступных регионах могут быть эффективно решены за счет применения специализированных архитектурных решений, адаптированных под отсутствие телекоммуникационной инфраструктуры [1-3, 7, 8].

Выбор конкретного подхода определяется требованиями к зоне покрытия, длительности развертывания и допустимыми экономическими затратами.

Литература

1. ETSI TS 102 361-1. Digital Mobile Radio (DMR); Part 1: Air Interface (AI).
2. ETSI TS 102 361-2. Digital Mobile Radio (DMR); Part 2: Voice and Generic Services and Facilities.
3. ETSI TR 102 398. Digital Mobile Radio (DMR); General System Design.
4. Maral G., Bousquet M., Sun Z. Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology. 6th Edition. Wiley, 2020.
5. Zeng Y., Zhang R., Lim T. J. Wireless Communications with Unmanned Aerial Vehicles: Opportunities and Challenges // IEEE Communications Magazine, 2016.
6. Mozaffari M., Saad W., Bennis M., Nam Y.-H., Debbah M. A Tutorial on UAVs for Wireless Networks: Applications, Challenges, and Open Problems, 2018.
7. ITU. Handbook on Emergency Telecommunications (издание ITU, доступно в ITU iLibrary).
8. ITU-D. A Guide to Radio Communications Standards for Emergency Responders (PDF).

References

1. ETSI TS 102 361-1. Digital Mobile Radio (DMR). Part 1: Air Interface (AI).
2. ETSI TS 102 361-2. Digital Mobile Radio (DMR). Part 2: Voice and Generic Services and Facilities.
3. ETSI TR 102 398. Digital Mobile Radio (DMR). General System Design.
4. Maral G., Bousquet M., Sun Z. Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology. 6th ed. Wiley, 2020.
5. Zeng Y., Zhang R., Lim T. J. Wireless Communications with Unmanned Aerial Vehicles: Opportunities and Challenges. IEEE Communications Magazine, 2016.
6. Mozaffari M., Saad W., Bennis M., Nam Y.-H., Debbah M. A Tutorial on UAVs for Wireless Networks: Applications, Challenges, and Open Problems, 2018.
7. ITU. Handbook on Emergency Telecommunications. ITU, available via ITU iLibrary.
8. ITU-D. A Guide to Radio Communications Standards for Emergency Responders (PDF).

ОБНАРУЖЕНИЕ АКТИВНЫХ РАДИОКАНАЛОВ ПО СПЕКТРУ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА

В. Б. Манелис[1], В. А. Сладких[1], Д. В. Шатилов[1,2], А. Б. Токарев[1,2,3]

[1]Научно-производственная компания АО ИРКОС, Москва, Россия
[2]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия
[3]Международный институт компьютерных технологий (МИКТ), Воронеж, Россия

Аннотация. Предложен простой двухэтапный алгоритм предварительного обнаружения несущих частот активных радиоканалов узкополосных систем по сигналу широкой полосы. Алгоритм успешно определяет несущую-кандидат даже для очень слабых сигналов. Показана его высокая устойчивость как к узкополосным помехам, так и к широкополосным сигналам других систем связи. Для радиосистемы DMR выполнено тестирование разработанного алгоритма на большом количестве записей широкополосного сигнала. Получено, что среднее количество несущих-кандидатов у предложенного алгоритма приблизительно в 2.5 раза меньше по сравнению с известными аналогами, что обеспечивает существенный выигрыш в быстродействии. Пропуски несущих DMR не зафиксированы. Алгоритм успешно внедрен в аппаратуру радиомониторинга и радиоконтроля.

Ключевые слова: алгоритм; предварительное обнаружение; несущая-кандидат; спектральная маска; узкополосная помеха; широкополосный сигнал; DMR.

DETECTION OF ACTIVE RADIO CHANNELS BASED ON WIDEBAND SIGNAL SPECTRUM

V. B. Manelis[1], V. A. Sladkikh[1], D. V. Shatilov[1,2], A. B. Tokarev[1,2,3]

[1]JSC «IRCOS», Moscow, Russia
[2]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
[3]International Institute of Computer Technology, Voronezh, Russia

Abstract. A simple two-stage algorithm is proposed for preliminary detection of carrier frequencies of active radio channels in narrowband systems using a wideband signal. The algorithm successfully identifies a candidate carrier even for very weak signals. Its high resistance to both narrowband interference and wideband signals of other communication systems has been demonstrated. For the DMR radio system, the developed algorithm was tested on a large number of wideband signal recordings. It was found that the average number of candidate carriers in the proposed algorithm is approximately 2.5 times smaller compared to known analogs, which provides a significant gain in performance. No DMR carrier gaps were recorded. The algorithm has been successfully implemented into radio monitoring and radio control equipment.

Keywords: algorithm; preliminary detection; candidate carrier; spectral mask; narrowband interference; wideband signal; DMR.

1. Введение

В настоящее время широкое распространение, в том числе в России, получили системы узкополосной профессиональной радиосвязи, в частности, DMR, TETRA, NXDN, APCO P25 и др. Поэтому для служб радиомониторинга и радиоконтроля требуется обнаружение и идентификация источников сигналов. Обычно для таких систем связи выделены определенные диапазоны частот, однако конкретные

используемые радиоканалы в рамках этих диапазонов априори неизвестны. При этом фиксированная сетка возможных частот может отсутствовать, либо при ее наличии количество этих частот достаточно велико. Тогда процедуры обнаружения и приема, выполняемые анализаторами соответствующих систем для множества несущих в исследуемой широкой полосе, являются чрезмерно трудоемкими с точки зрения вычислительной сложности. Часто сигнал на рабочих несущих может появляться и прекращаться в соответствии со временем передачи, что создает дополнительные трудности при обнаружении узкополосных сигналов. В этой связи актуальной является задача предварительного определения активных радиоканалов для сокращения времени обработки.

Известен ряд публикаций [1, 2] и др., посвященных вопросам обнаружения несущих сигналов в широкой полосе. В [1] предложен алгоритм обнаружения и предварительной идентификации сигналов по их спектральным маскам. Метод предназначен для широкополосных систем связи, например, UMTS, LTE, и успешно применяется на практике. Однако применительно к узкополосным сигналам этот подход приводит к чрезмерно большому количеству несущих-кандидатов из-за отсутствия проверки на соответствие выделенной при обработке полосы и полосы сигнала анализируемой системы. В [2] представлено описание алгоритма предварительного обнаружения активных радиоканалов транкинговых систем связи для задачи адресного пеленгования. Недостатком этого алгоритма является отсутствие ограничения на ширину выделенной при обработке полосы сверху, что также порождает большое число несущих-кандидатов и требует дополнительных вычислительных затрат.

В работе предложен метод определения несущих частот активных радиоканалов в широкой полосе, который позволяет значительно сократить количество несущих-кандидатов, для которых далее анализатор выполняет процедуры обнаружения и идентификации [3-6].

2. Алгоритм обнаружения активных радиоканалов

Активные радиоканалы анализируемой системы связи расположены в широкой полосе частот и априори неизвестны. Для удобства обработки и сокращения вычислительной сложности входной широкополосный сигнал разбивается на несколько частотных интервалов шириной ΔF. Разбиение осуществляется с перекрытием, которое определяется шириной полосы сигнала конкретной системы. Выполняется фильтрация и передискретизация входного сигнала, в результате для каждого частотного интервала формируется комплексный видеосигнал с частотой дискретизации f_d. В дальнейшем сигналы всех сформированных частотных интервалов обрабатываются независимо, что обеспечивает возможность распараллеливания при их обработке.

Для поиска активных радиоканалов каждого частотного интервала был разработан следующий простой эвристический двухэтапный алгоритм.

На первом этапе выполняется спектральный анализ. Для этого временной интервал записи (длительности видеосигнала) разбивается на подынтервалы длиной 1024 отсчета, которые подвергаются быстрому преобразованию Фурье (БПФ). В результате для каждого временного подынтервала получаем амплитудный спектр $Q_k^{(n)}$, где $k = \overline{0,1023}$, $n = \overline{0, N-1}$ – номер подынтервала, N – число полных подынтервалов на интервале длительности видеосигнала.

Из массива $Q_k^{(n)}$ формируется максимальный амплитудный спектр (спектр с максимальными компонентами k по всем подынтервалам n)

$$Q_k^{(\max)} = \max_n \left(Q_k^{(n)} \right). \qquad (1)$$

Далее рассчитывается порог H_1, как увеличенный в $\sqrt{2}$ раз 10%-й квантиль максимального амплитудного спектра (1). На спектральном интервале $k=\overline{0,1023}$ выделяются области G_j, где $Q_k^{(\max)}$ превышает порог H_1. Здесь $j=\overline{0,J-1}$, J – число выделенных областей. Для каждой области G_j оценивается ее ширина W_j.

Наряду с сигнальными областями спектра часто имеют место узкополосные помехи или широкополосные сигналы других систем, которые отбраковываются по ширине спектра следующим образом

$$W_j < h_1 \cdot B,\ W_j > h_2 \cdot B, \qquad (2)$$

где B – ширина полосы сигнала анализируемой системы, h_1 и h_2 – нижний и верхний порог отбраковки по ширине спектра.

Оставшиеся после отбраковки области $\tilde{G}_j$, $j=\overline{0,\tilde{J}-1}$ ($\tilde{J}$ – число оставшихся областей) считаются спектральными интервалами возможного расположения активных несущих анализируемой системы.

На втором этапе выполняется корреляционный анализ выделенных областей $\tilde{G}_j$, $j=\overline{0,\tilde{J}-1}$. В этих спектральных областях формируется нормированная корреляция максимального амплитудного спектра (1) с маской сигнала анализируемой системы

$$R_k^{(j)}=\frac{\left(\sum\limits_{m=-B/2}^{B/2}\left(Q_{k+m}^{(\max)}\cdot Z_m\right)\right)^2}{\sum\limits_{m=-B/2}^{B/2}Z_m^2\cdot\sum\limits_{m=-B/2}^{B/2}\left(Q_{k+m}^{(\max)}\right)^2},\ k\in\tilde{G}_j,\ j=\overline{0,\tilde{J}-1}, \qquad (3)$$

где $Z_m, m=\overline{-B/2,B/2}$ – спектральная маска (априори известный усредненный амплитудный спектр), полученная по реальным сигналам.

В каждой спектральной области $\tilde{G}_j$ выделяем подобласти E_{r_j}, $r_j=\overline{0,L_j-1}$ (L_j – число выделенных подобластей), в которых выходной сигнал коррелятора (3) превышает фиксированный порог H_2. В результате окончательные оценки несущих-кандидатов определяются по формуле

$$\tilde{k}_{r_j}=\arg\max_{k\in E_{r_j}}\left(E_{r_j}\right),\ r_j=\overline{0,L_j-1},\ j=\overline{0,\tilde{J}-1}. \qquad (4)$$

В дальнейшем для каждой из определенных несущих (4) анализатором выполняется поиск сигнала соответствующей системы связи с последующей идентификацией его источника. В случае если в соответствии с приведенной выше процедурой число несущих-кандидатов равно нулю, работа анализатора в данном частотном интервале не производится.

3. Результаты натурных испытаний

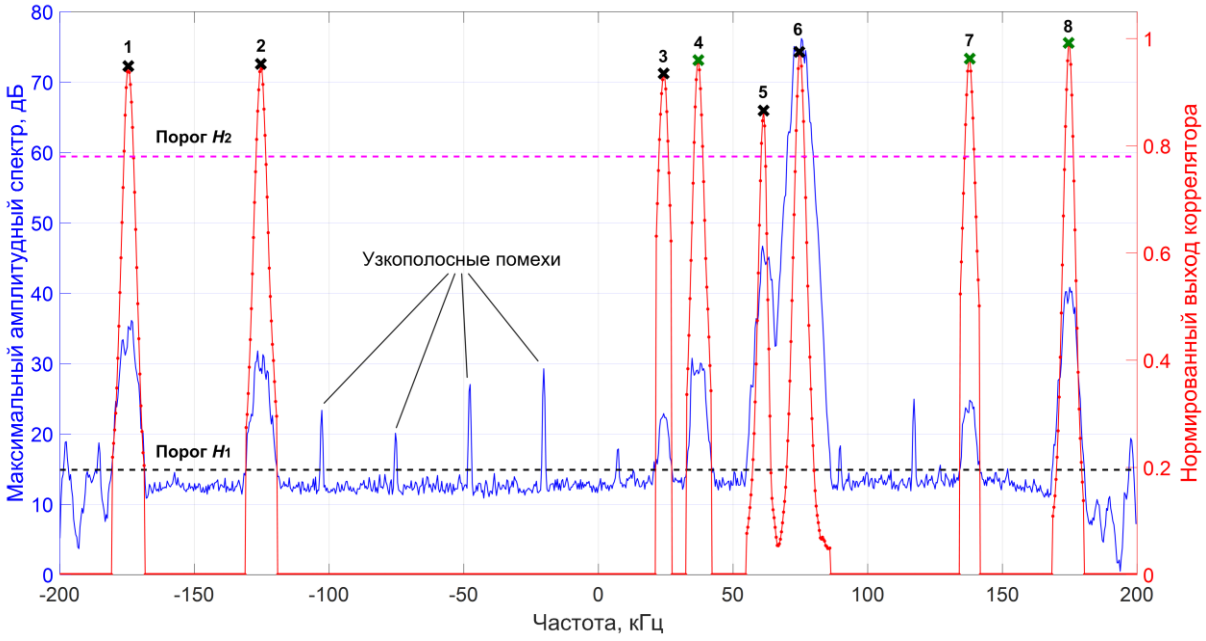
Разработанный алгоритм предварительного обнаружения активных радиоканалов узкополосных радиосистем был протестирован на эфирных широкополосных сигналах, записанных в крупных российских городах. В качестве примера рассматривалась

цифровая узкополосная профессиональная радиосистема DMR. Ширина полосы сигнала DMR $B = 12.5$ кГц.

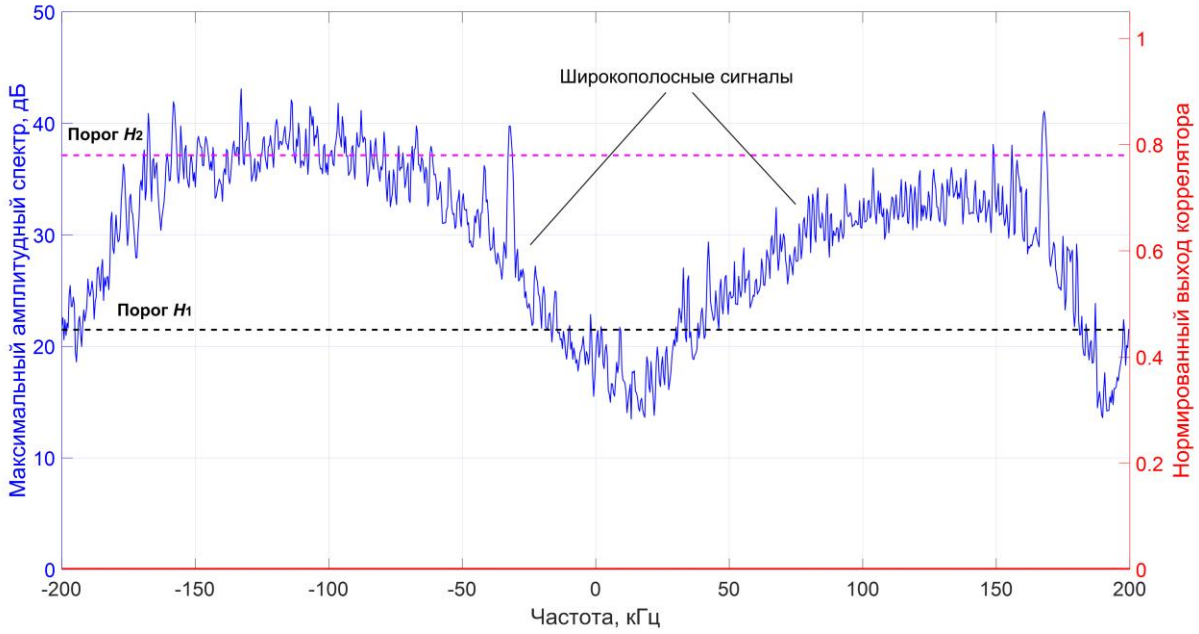
Тестирование алгоритма обнаружения активных радиоканалов системы DMR выполнялось при следующих параметрах: ширина исходной полосы анализируемого сигнала 2 МГц, ширина частотного интервала $\Delta F = 400$ кГц, частота дискретизации интервала $f_d = 400$ кГц. Оптимизированные по большому числу записей параметры алгоритма следующие: нижний порог отбраковки по полосе $h_1 = 0.35$, верхний порог отбраковки – $h_2 = 4$, порог нормированного коррелятора $H_2 = 0.78$.

На рисунке 1 приведены примеры обнаружения несущих-кандидатов системы DMR для различных частотных интервалов ΔF. На этих рисунках представлены зависимости максимального амплитудного спектра (1) (синим цветом) и выходного сигнала нормированного коррелятора (3) (красным цветом) от частоты. Пунктиром показаны пороги H_1 и H_2. Максимальный амплитудный спектр (1) и порог H_1 представлены в логарифмическом масштабе, выходной сигнал коррелятора (3) и порог H_2 – в линейном масштабе. Маркером с нумерацией показаны несущие-кандидаты, полученные в результате работы алгоритма. Из них зеленым цветом отмечены несущие, в которых успешно обнаружены сигналы системы DMR. При этом несущие-кандидаты, обозначенные черным цветом, по-видимому, используются для передачи сигналов других узкополосных систем связи.

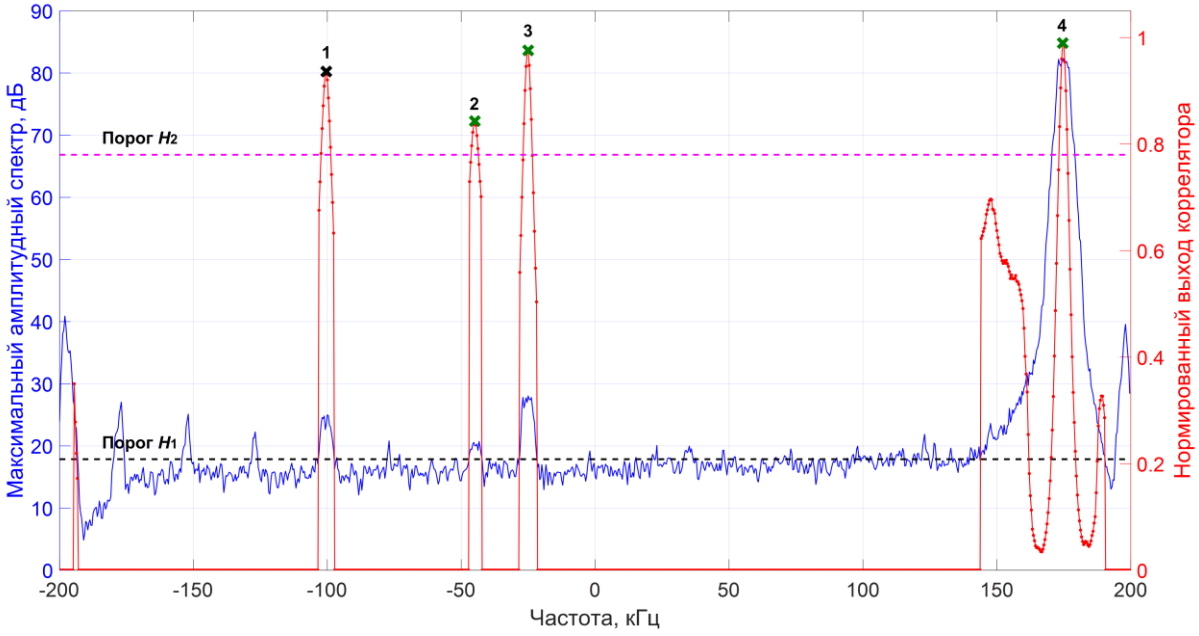
Рисунок 1а иллюстрирует возможность наличия достаточно большого количества несущих-кандидатов. В дальнейшем анализатор определил, что сигнал DMR присутствует в трех несущих из восьми кандидатов. Видна также эффективная отбраковка узкополосных помех на первом этапе работы алгоритма. На рисунке 1б имеются многократные превышения порога H_1, однако несущие-кандидаты отсутствуют вследствие эффективной фильтрации по ширине полосы, что также ускоряет работу алгоритма. На рисунке 1в сигнал DMR присутствует в трех несущих из четырех кандидатов. Причем кандидат 2 определен по очень слабому (по спектру) сигналу.



а)



б)



в)

Рис. 1. Примеры определения активных радиоканалов системы DMR

Были получены сравнительные результаты определения числа несущих-кандидатов для большого числа записей сигналов шириной полосы 2 МГц в диапазонах с различным количеством несущих DMR. Получено, что среднее количество несущих-кандидатов у предложенного алгоритма приблизительно в 2.5 раза меньше, чем у алгоритма из [1], что означает существенный выигрыш в быстродействии. При этом пропуски несущих DMR не зафиксированы.

Для иллюстрации в таблице 1 представлены эти результаты для нескольких диапазонов 1-5. Видно, что выигрыш от использования предложенного алгоритма существенно зависит от частотного диапазона.

Таблица 1. Сравнение алгоритмов обнаружения сигналов DMR по количеству несущих-кандидатов

Номер записи сигнала	Количество несущих-кандидатов		Количество истинных несущих DMR
	Алгоритм из [1]	Предложенный алгоритм	
1	15	2	2
2	111	13	0
3	78	47	3
4	28	14	2
5	14	13	10

4. Заключение

В работе представлен простой двухэтапный алгоритм предварительного обнаружения активных радиоканалов узкополосных систем радиосвязи по сигналу широкой полосы. Первый этап алгоритма, основанный на спектральном анализе, обеспечивает выделение областей возможного расположения несущих-кандидатов. Второй корреляционный этап позволяет окончательно определить несущие-кандидаты выбранной системы связи, на которых анализатор этой системы выполняет обнаружение и идентификацию источника. Алгоритм выполняет эффективную фильтрацию как узкополосных помех, так и широкополосных сигналов других систем. Он позволяет существенно сократить число кандидатов и общие вычислительные затраты по сравнению с известными аналогами. Алгоритм протестирован на большом числе записей эфирного широкополосного сигнала, не допускает пропусков несущих DMR и успешно внедрен в аппаратуру радиомониторинга и радиоконтроля.

Литература

1. Студеникин А. Г. Алгоритм предварительной идентификации радиосигналов по спектральным маскам / Студеникин А. Г., Крыжко И. Б., Токарев А. Б., Ашихмин А. В., Фатеев А. А. // Системы управления, связи и безопасности, 2021, № 4. – С. 10-39. DOI: 10.24412/2410-9916-2021-4-10-39. EDN: FACNUE.
2. Манелис В. Б., Сладких В. А., Козьмин В. А., Шатилов Д. В. Адресное пеленгование источников сигналов транкинговых систем связи // Труды учебных заведений связи, 2025, Т. 11, № 4. – С. 67-77. DOI: 10.31854/1813-324X-2025-11-4-67-77. EDN: KIVXAN.
3. Беспалов О. В. Анализатор сигналов радиостанций DMR / Беспалов О. В., Бочаров Д. Н., Каюков И. В., Козьмин В. А., Манелис В. Б. // Спецтехника и связь, 2016, № 4. – С. 106-110.
4. Жуков А. А., Зайцев А. А., Козьмин В. А., Сысоев Д. С. Анализаторы базовых станций TETRA и DECT // Спецтехника и связь, 2012, № 3. – С. 35-40. EDN: PBGCQJ.
5. Ашихмин А. В. Анализатор сигналов радиостанций APCO P25 / Ашихмин А. В., Бочаров Д. Н., Козьмин В. А., Крыжко И. Б., Сладких В. А. // Спецтехника и связь, 2016, № 4. – С. 111-114.

6. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. М.: Горячая линия – Телеком, 2015. – 640 с.

REFERENCES

1. Studenikin A. G. Algorithm for preliminary identification of radio signals with spectral masks / Studenikin A. G., Kryzhko I. B., Tokarev A. B., Ashikhmin A. V., Fateev A. A. // Systems of Control, Communication and Security, 2021, No. 4. – Pp. 10-39. DOI: 10.24412/2410-9916-2021-4-10-39.
2. Manelis V. B., Sladkikh V. A., Kozmin V. A., Shatilov D. V. Address direction finding of trunk communication systems signal sources // Proceedings of Telecommunication Universities, 2025, Vol. 11, No. 4. – Pp. 67-77. DOI: 10.31854/1813-324X-2025-11-4-67-77.
3. Bespalov O. V. Signal analyzer for DMR radio stations / Bespalov O. V., Bocharov D. N., Kayukov I. V., Kozmin V. A., Manelis V. B. // Spetstekhnika i Svyaz, 2016, No. 4. – Pp. 106-110.
4. Zhukov A. A., Zaitsev A. A., Kozmin V. A., Sysoev D. S. TETRA and DECT base station analyzers // Spetstekhnika i Svyaz, 2012, No. 3. – Pp. 35-40.
5. Ashikhmin A. V. Signal analyzer for APCO P25 radio stations / Ashikhmin A. V., Bocharov D. N., Kozmin V. A., Kryzhko I. B., Sladkikh V. A. // Spetstekhnika i Svyaz, 2016, No. 4. – Pp. 111-114.
6. Rembovsky A. M., Ashikhmin A. V., Kozmin V. A. Radio monitoring: tasks, methods, means. Moscow: Hotline – Telecom, 2015. – 640 p.

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕДАЧИ LORA-СИГНАЛОВ

В. Б. Манелис[1], Д. В. Шатилов[1,2]

[1]Научно-производственная компания АО ИРКОС, Москва, Россия
[2]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Разработаны два алгоритма оценки параметров передачи (спрединг фактор и полоса сигнала) LoRa-сигналов. Квазиоптимальный алгоритм основан на корреляционной обработке и обеспечивает обнаружение и оценку параметров передачи в условиях низких отношений сигнал-шум. Простой эвристический двухэтапный алгоритм позволяет существенно снизить вычислительные затраты при небольшом проигрыше по помехоустойчивости. Алгоритмы успешно протестированы как методом компьютерного моделирования LoRa-сигналов, так и на реальных сигналах. Оба алгоритма продемонстрировали устойчивость к существенным частотным расстройкам. Выполненное исследование позволяет сделать обоснованный выбор алгоритма оценки параметров передачи LoRa-сигналов в аппаратуре радиоконтроля в зависимости от требований к его помехоустойчивости и вычислительной сложности. Оба алгоритма могут быть легко адаптированы для LoRa-сигналов с произвольными параметрами.

Ключевые слова: LoRa-сигнал; обнаружение; параметры передачи; квазиоптимальный алгоритм; эвристический алгоритм; отношение сигнал-шум.

ESTIMATION OF LORA-SIGNAL TRANSMISSION PARAMETERS

V. B. Manelis[1], D. V. Shatilov[1,2]

[1]JSC «IRCOS», Moscow, Russia
[2]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract. Two algorithms for estimating the transmission parameters (spreading factor and signal bandwidth) of LoRa signals have been developed. The quasi-optimal algorithm is based on correlation processing and provides detection and estimation of transmission parameters under conditions of low signal-to-noise ratios. A simple heuristic two-stage algorithm allows for a significant reduction in computational costs with a small loss in noise immunity. The algorithms have been successfully tested both through computer simulation of LoRa-signals and on real signals. Both algorithms demonstrated robustness to significant frequency shifts. The completed study allows a justified choice of an algorithm for estimating the transmission parameters of LoRa signals in radio control equipment, depending on the requirements for noise immunity and computational complexity. Both algorithms can be easily adapted to LoRa-signals with arbitrary parameters.

Keywords: LoRa-signal; detection; transmission parameters; quasi-optimal algorithm; heuristic algorithm; signal-to-noise ratio.

1. Введение

В последние годы широкое распространение получили системы беспроводной связи и управления, в которых используются LoRa-сигналы. Эти сигналы основаны на LoRa-модуляции, отличающейся высокой помехоустойчивостью и реализуемой посредством циклического сдвига ЛЧМ (линейно-частотно модулированных) символов. LoRa-модуляция используется в одной из наиболее распространенных технологий интернета вещей LoRaWAN (Long Range Wide Area Networks) [1-6], а также в других приложениях.

Важнейшими параметрами передачи LoRa-сигнала являются спрединг фактор SF (число передаваемых бит на символ) и полоса сигнала BW. Значения параметров передачи могут меняться в зависимости от рассматриваемой системы. В частности, для LoRaWAN спрединг фактор LoRa-сигнала в общем случае может принимать одно из значений $SF = \overline{7,12}$, а полоса сигнала – одно из значений $BW = 125$ кГц, $BW = 250$ кГц, $BW = 500$ кГц. Длина LoRa-символа T_s и скорость изменения его частоты β связаны с параметрами передачи соотношениями: $T_s = 2^{SF}/BW$, $\beta = BW/T_s = BW^2/2^{SF}$.

В зависимости от спрединг фактора минимальное значение рабочего отношения сигнал-шум (ОСШ) при идеальной синхронизации варьируется от -7.5 дБ до -20 дБ [2].

LoRa-сигнал состоит из преамбулы и следующего за ней информационного блока. В начале преамбулы передаются немодулированные ЛЧМ символы, которые предназначены для обнаружения сигнала. Их количество N_{up} в общем случае может варьироваться.

Обычно прием LoRa-сигналов выполняется для случая известных, либо оговоренных параметров передачи. Однако для задач радиомониторинга и радиоконтроля спрединг фактор и полоса сигнала априори неизвестны. В этой связи возникает необходимость обнаружения и идентификации LoRa-сигналов в условиях априорной неопределенности относительно параметров передачи SF, BW. Как правило, LoRa-терминалы используют недорогие опорные генераторы, нестабильность которых составляет порядка 10^{-5} и выше, что может вызывать существенные частотные расстройки. Это создает дополнительные трудности при обнаружении LoRa-сигналов и оценки их параметров передачи.

В работе рассмотрены два подхода для оценки параметров передачи LoRa-сигнала, имеющие различную помехоустойчивость и вычислительную сложность.

2. Квазиоптимальный алгоритм оценки параметров передачи

Для оценки неизвестных параметров передачи может быть использован оптимальный алгоритм, основанный на анализе корреляций входного сигнала с опорными символами, соответствующими всевозможным комбинациям параметров SF и BW. Для LoRaWAN в этом случае должна выполняться независимая проверка 18 гипотез. Однако такой подход является чрезмерно громоздким и неудовлетворительным с точки зрения быстродействия.

В общем случае скорость изменения частоты LoRa-символа β может принимать 10 различных значений. Каждому значению β соответствуют от одного до трех вариантов возможного значения длины LoRa-символа T_s.

Эта особенность LoRa-сигнала позволяет сократить общее число проверяемых гипотез до 10 (по β) и лежит в основе разработанного квазиоптимального алгоритма. Решение относительно длины символа принимается по расстоянию между пиками выходного сигнала соответствующего коррелятора.

Рисунок 1 иллюстрирует символы преамбулы и пики выходного сигнала коррелятора для случаев, когда длина опорного сигнала равна (а) или больше (б) длины символа преамбулы. Видно, что в случае несовпадения длин символа преамбулы и опорного символа значения пиков снижаются, оставаясь, тем не менее, достаточными для их выделения на фоне шумов.

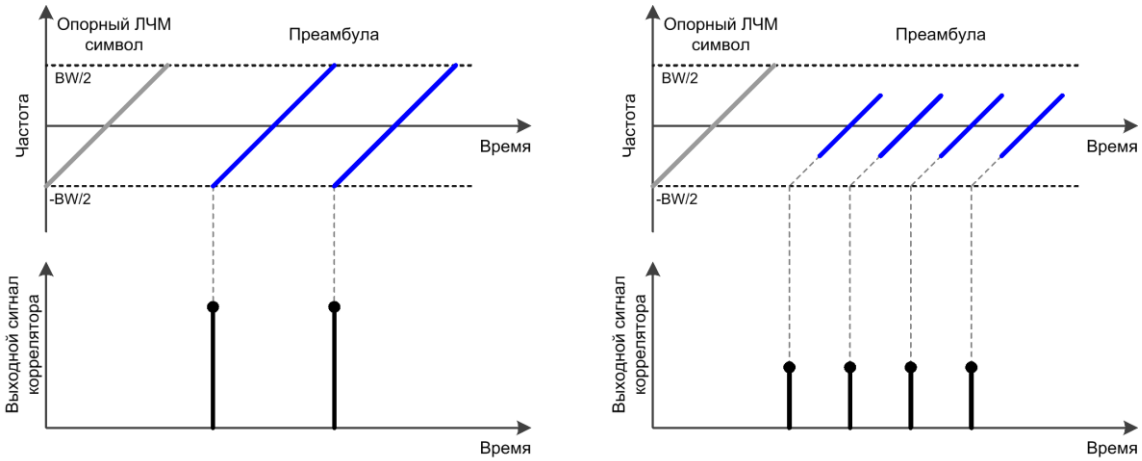


Рис. 1. Символы преамбулы и пики выходного сигнала коррелятора

Рассмотрим квазиоптимальный алгоритм оценки параметров передачи более подробно.

Исходными данными являются отсчеты комплексного фильтрованного видеосигнала $x_k, k = 0,1,2...$, поступающие с приемного устройства. Частота дискретизации $f_d = 1$ МГц. С запасом на частотную расстройку ширина полосы видеосигнала выбиралась 600 кГц.

По входному сигналу формируются 10 выходных сигналов корреляторов, соответствующих различным значениям $\beta^{(n)}, n = \overline{0,9}$ и максимально возможной длине символа $T_s^{(\max)}$ при данном $\beta^{(n)}$,

$$Q_k^{(n)} = \left| \frac{1}{N_s} \sum_{i=0}^{N_s-1} \left(x_{k+i} \cdot s_i^{(n)*} \right) \right|^2, \qquad (1)$$

где $N_s = T_s^{(\max)} \cdot f_d$ – длина LoRa-символа в отсчетах, $s_i^{(n)}, i = \overline{0, N_s - 1}$ – отсчеты опорного сигнала. Использование корреляторов максимальной длины позволяет сохранить помехоустойчивость в случае больших T_s.

Параллельно с выходным сигналом коррелятора формируется адаптивный порог на основе экспоненциального фильтра этого сигнала

$$h_k^{(n)} = A \cdot X_k^{(n)}, \qquad (2)$$

где $X_k^{(n)} = (1-\alpha) X_{k-1}^{(n)} + \alpha Q_k^{(n)}$ – средняя мощность выходного сигнала коррелятора, $X_0^{(n)} = Q_0^{(n)}$, $\alpha = 1/1024$ – параметр старения экспоненциального фильтра, $A = 20$ – пороговый множитель.

Если для гипотезы $\tilde{\beta}$ имеет место превышение порога двумя локальными максимумами выходного сигнала соответствующего коррелятора, и расстояние $\tilde{T}_s$ между ними соответствует одному из возможных значений T_s для данного $\tilde{\beta}$, принимается решение об обнаружении LoRa-сигнала с параметрами $\tilde{\beta}$, $\tilde{T}_s$.

На рисунке 2 приведен пример выходного сигнала коррелятора при истинных параметрах передачи $SF = 9$, $BW = 500$ кГц и ОСШ $= -14$ дБ.

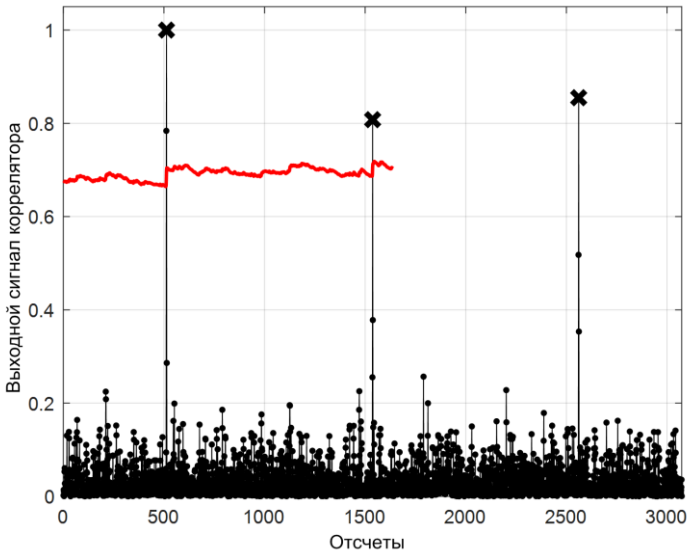


Рис. 2. Пример выходного сигнала коррелятора, порог – красным цветом

По оцененным величинам $\tilde{\beta}$, $\tilde{T}_s$ параметры передачи SF, BW рассчитываются по формулам

$$SF = \log_2\left(\tilde{\beta}\cdot\tilde{T}_s^2\right),\ BW = \tilde{\beta}\cdot\tilde{T}_s. \qquad (3)$$

При анализе 10 выходных сигналов корреляторов могут отсутствовать два локальных максимума, превысивших порог, или расстояние между ними может не соответствовать возможной длине LoRa-сигнала T_s. В этих случаях принимается решение об отсутствии LoRa-сигнала в наблюдаемой реализации.

Рассмотренный квазиоптимальный алгоритм обнаружения и оценки параметров передачи LoRa-сигнала позволяет уменьшить вычислительную сложность (с 18 до 10 гипотез) с небольшими потерями по помехоустойчивости по сравнению с оптимальным алгоритмом.

3. Эвристический алгоритм оценки параметров передачи

При практической реализации, кроме высокой помехоустойчивости, часто на первый план выходит максимизация быстродействия разрабатываемых процедур. Хотя квазиоптимальный алгоритм превосходит оптимальный по быстродействию, его вычислительная сложность остается крайне высокой.

В этой связи разработан эвристический двухэтапный алгоритм, представляющий собой компромисс между быстродействием и помехоустойчивостью. На первом этапе выполняется относительно простая (по сравнению с квазиоптимальным алгоритмом) оценка параметра β. Для получения этой оценки сначала рассчитывается произведение отсчетов входного и комплексно-сопряженного сдвинутого сигналов

$$y_k = x_k \cdot x^*_{k+\tau}. \qquad (4)$$

где $\tau = 128$ – расстояние между перемножаемыми отсчетами.

Далее массивы из 4096 отсчетов произведений подвергаются преобразованию Фурье (БПФ), формируя блоки спектров мощности. Из этих блоков выделяются спектральные компоненты $Y_m^{(n)}$, $m = 0,1,2...$, $n = \overline{0,9}$, соответствующие всем возможным значениям $\beta^{(n)}$.

Для увеличения помехоустойчивости полученные блоки усредняются с помощью скользящего окна длиной $I = 16$, формируя статистику

$$\Omega_m^{(n)} = \sum_{i=m}^{m+I} Y_i^{(n)} . \quad (5)$$

При наличии LoRa-сигнала в сформированном усредненном спектре спектральная компонента, соответствующая истинному значению параметра β, будет существенно превосходить другие возможные компоненты.

Для каждого усредненного спектра (5) определяется положение максимальной компоненты. По величине максимума текущего (при данном m) спектра рассчитывается порог

$$H_m = \mu \cdot \max_n \left\{ \Omega_m^{(n)} \right\}, \ \mu = 0.3 . \quad (6)$$

Если из всех анализируемых спектральных компонент порог превышен только максимальной компонентой, выполняется досрочная оценка параметра β, что существенно снижает общее время обработки. В случае, если для всех усредненных спектров это условие не выполняется (при низком отношении сигнал-шум), то оценка выносится по спектру с наибольшим максимумом. Пример усредненного спектра (5) представлен на рисунке 3.

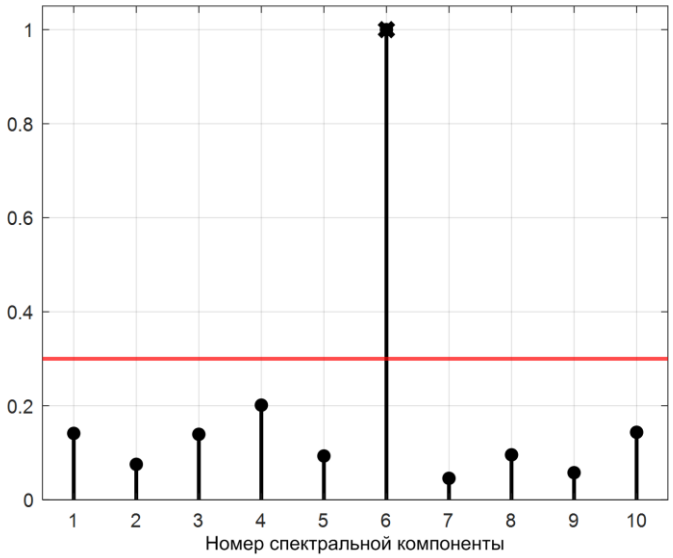


Рис. 3. Пример возможных спектральных компонент усредненного спектра мощности

На втором этапе осуществляется оценка параметра T_s. Определение длины LoRa-символа выполняется аналогично квазиоптимальному алгоритму. При анализе выходного сигнала коррелятора могут отсутствовать два локальных максимума или расстояние между ними может не соответствовать ни одному из возможных значений длительности символа T_s. Для этих случаев считаем, что полученная на первом этапе спектральная компонента, соответствующая оценке β, обусловлена помехой. Далее для оценки параметров передачи выполняется анализ усредненных спектров без учета этой компоненты.

4. Результаты моделирования

Тестирование алгоритмов обнаружения и оценки параметров передачи LoRa-сигналов выполнялось методом компьютерного моделирования с использованием симулятора LoRaWAN, а также на записях реальных сигналов. Симулятор разработан на основе имеющихся данных о физическом уровне и протоколах LoRaWAN. Он позволяет при проведении имитационного моделирования сформировать LoRa-сигналы с различными значениями спрединг фактора, ширины полосы, длины преамбулы и информационного блока, частотных расстроек, отношения сигнал-шум.

В качестве помехи использовался аддитивный белый гауссовский шум. ОСШ на входе приемного устройства рассчитывалось с учетом шума в полосе видеосигнала 600 кГц.

Моделирование проводилось для всевозможных комбинаций параметров передачи SF, BW при следующих условиях: число испытаний 500, число символов преамбулы $N_{up} = 8$, истинная частотная расстройка $\Delta f = 0$. Далее используем термин «успешное обнаружение», который помимо правильного обнаружения включает также достоверную оценку спрединг фактора и полосы LoRa-сигнала.

На рисунках 4, 5 приведены зависимости вероятности успешного обнаружения от ОСШ при значении полосы сигнала $BW = 500$ кГц и $BW = 125$ кГц соответственно. Кривые красного цвета соответствуют квазиоптимальному алгоритму, синего цвета – эвристическому. Видно, что для обоих алгоритмов с увеличением спрединг фактора помехоустойчивость обнаружения и оценки параметров передачи возрастает. Это объясняется увеличением длины LoRa-символа и, как следствие, ростом интервала эффективного накопления на выходе коррелятора.

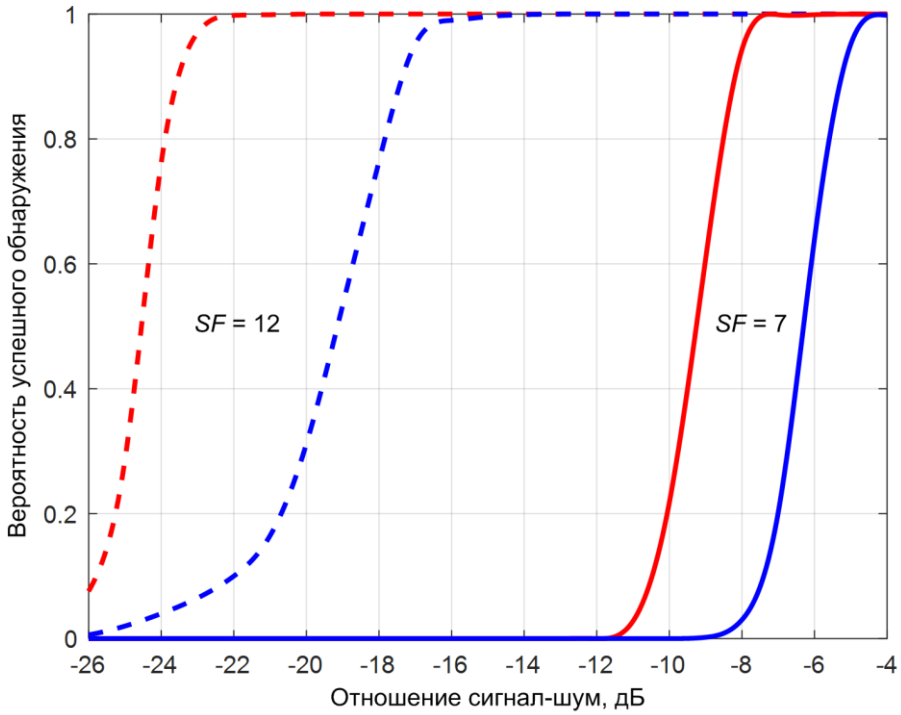


Рис. 4. Вероятность успешного обнаружения алгоритмов в зависимости от ОСШ при $BW = 500$ кГц

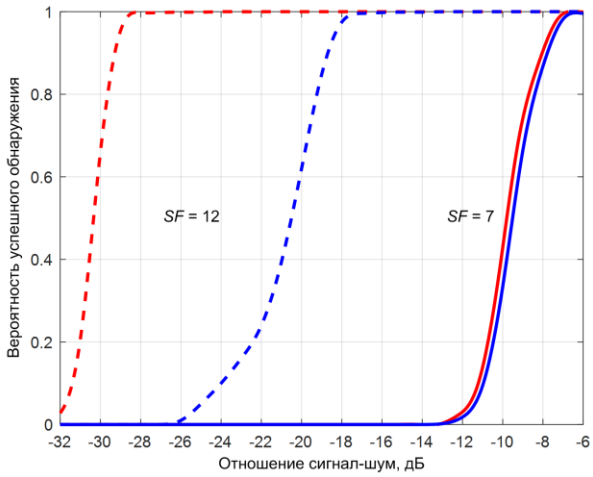


Рис. 5. Вероятность успешного обнаружения алгоритмов в зависимости от ОСШ при $BW = 125$ кГц

Сравнение кривых рисунков 4, 5 демонстрирует существенный выигрыш в помехоустойчивости квазиоптимального алгоритма по сравнению с эвристическим. Этот выигрыш обусловлен более точной оценкой скорости изменения частоты β на первом этапе обработки, и объясняется преимуществом в помехоустойчивости корреляционного подхода по сравнению с фазоразностным и спектральным подходом эвристического алгоритма. При этом выигрыш при фиксированной полосе LoRa-сигнала растет с уменьшением значения β (увеличением SF) за счет увеличения длины коррелятора.

Рисунок 6 иллюстрирует зависимость вероятности правильного обнаружения эвристического алгоритма оценки параметров передачи от числа символов преамбулы N_{up} для случая $SF = 7$, $BW = 500$ кГц. Увеличение помехоустойчивости здесь обусловлено тем, что именно немодулированные ЛЧМ символы преамбулы позволяют максимально выделить искомую спектральную компоненту в усредненном спектре.

Для квазиоптимального алгоритма зависимость от числа символов преамбулы несущественна.

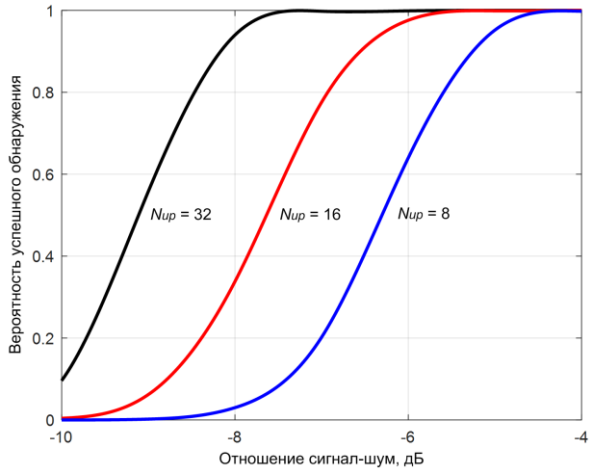


Рис. 6. Зависимость помехоустойчивости эвристического алгоритма от ОСШ при различном числе символов преамбулы N_{up}, $SF = 7$, $BW = 500$ кГц

Для оценки влияния частотной расстройки на помехоустойчивость обоих алгоритмов была рассмотрена их работа при $\Delta f = 50$ кГц. Это значение соответствует максимально допустимому отклонению несущей, при которой сохраняется работоспособность алгоритмов [4]. Наличие частотной расстройки для LoRa-сигнала приводит в общем случае к снижению пиков выходного сигнала коррелятора.

На рисунке 7 приведены зависимости вероятности успешного обнаружения от ОСШ при наличии частотной расстройки $\Delta f = 50$ кГц и различных значениях параметра SF, $BW = 500$ кГц. Кривые красного цвета соответствуют квазиоптимальному алгоритму, синего цвета – эвристическому.

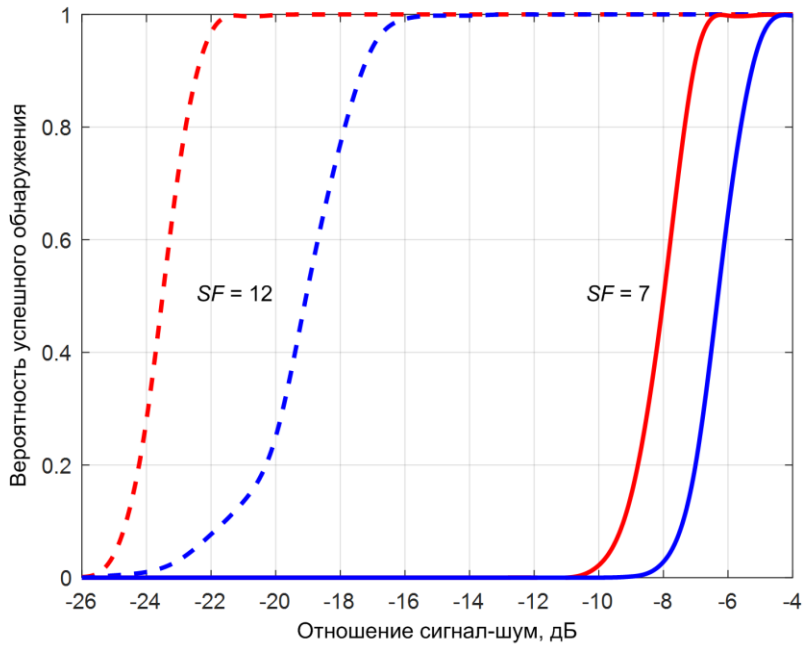


Рис. 7. Зависимость успешного обнаружения от ОСШ при наличии частотной расстройки $\Delta f = 50$ кГц, $BW = 500$ кГц

Для квазиоптимального алгоритма ухудшение помехоустойчивости при наличии частотной расстройки зависит от ширины полосы, например, для $BW = 500$ кГц проигрыш составляет около 1 дБ, для $BW = 125$ кГц – около 4 дБ.

Для эвристического алгоритма, вследствие произведений (4) частотная расстройка компенсируется и не влияет на оценку скорости изменения частоты LoRa-символов β. Второй этап обработки подвержен влиянию частотной расстройки, однако его помехоустойчивость остается существенно выше, чем у первого этапа. Поэтому даже при значительных значениях Δf итоговая помехоустойчивость эвристического алгоритма остается неизменной.

Для оценки вычислительной сложности разработанных алгоритмов при имитационном моделировании было выполнено экспериментальное измерение времени работы алгоритмов. Параметры передачи LoRa-сигнала были выбраны $SF = 10$, $BW = 250$ кГц, ОСШ $= -10$ дБ, число испытаний 100. Длина входного сигнала и расположение начала преамбулы LoRa-сигнала в нем варьировались. Выигрыш в быстродействии эвристического алгоритма над квазиоптимальным определялся отношением среднего времени работы двух алгоритмов и представлен в таблице 1.

Таблица 1. Выигрыш эвристического алгоритма относительно квазиоптимального по быстродействию

Длина входного сигнала, мс	Расположение начала преамбулы LoRa-сигнала, мс	Выигрыш (в разах)
1000	200	28.8
	500	13.1
	800	8.4
3000	200	87.9
	500	40.9
	800	26.1
	600	35.5
	1500	14.7
	2400	8.9

Видно, что при расположении преамбулы в начале входного сигнала эвристический алгоритм показывает максимальный выигрыш, обусловленный досрочным выходом из процедуры спектрального анализа первого этапа и сокращением времени работы коррелятора на втором этапе. При смещении преамбулы к концу входного сигнала выигрыш снижается, однако, даже в наихудшем случае эвристический алгоритм остается существенно более быстродействующим по сравнению с квазиоптимальным алгоритмом.

5. Заключение

В работе представлены два алгоритма обнаружения и оценки параметров передачи LoRa-сигнала. Квазиоптимальный алгоритм, основанный на корреляционной обработке, обеспечивает успешную работу в условиях низких ОСШ, однако характеризуется высокой вычислительной сложностью. Простой эвристический двухэтапный алгоритм позволяет существенно снизить вычислительные затраты при некотором проигрыше по помехоустойчивости.

Алгоритмы успешно протестированы как методом компьютерного моделирования, так и на реальных сигналах. Они могут применяться в аппаратуре радиомониторинга и радиоконтроля.

Выполненное исследование позволяет сделать обоснованный выбор между двумя подходами в зависимости от требований к помехоустойчивости и вычислительной сложности. Оба алгоритма могут быть легко адаптированы для LoRa-сигналов с произвольными параметрами передачи SF , BW .

Литература

1. ГОСТ Р 71168-2023. Информационные технологии. Интернет вещей. Спецификация LoRaWAN RU. М.: Российский институт стандартизации, 2024. – 53 с.
2. Леушин А. В. LoRa как новый вид модуляции. Принцип работы, основные параметры, помехоустойчивость // Техника радиосвязи, 2022, выпуск 2(53). – С. 28-42. EDN: OIYNJX.
3. Степанов Н. В. Систематизированный обзор особенностей реализации физического уровня протокола LoRa // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, 2023, Т. 17, № 11. – С. 11-26. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-11-11-26. EDN: JRUYXE.
4. Манелис В. Б. Обнаружение и идентификация источников сигналов сетей LoRaWAN / Манелис В. Б., Шатилов Д. В., Ашихмин А. В., Сладких В. А.,

Ермаков М. Д. // Системы управления, связи и безопасности, 2025, № 2. – С. 64-86. DOI: 10.24412/2410-9916-2025-2-064-086. EDN: IATAOI.
5. Манелис В. Б., Шатилов Д. В., Токарев А. Б. Частотно-временна́я и тактовая синхронизация LoRa-сигналов // Радиотехника, 2025, Т. 89, № 7. – С. 47-51. DOI: 10.18127/j00338486-202507-09. EDN: SUPQDF.
6. Шатилов Д. В., Манелис В. Б., Сладких В. А. Анализ сигналов LoRaWAN // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 15-17 апреля 2025 г.): в 6 т. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2025, Т. 2. – С. 276-284. EDN: WXZWSQ.

REFERENCES

1. GOST R 71168-2023. Information technology. Internet of things. LoRaWAN RU specification. Moscow, Russia Standardization Institute, 2024. – 53 p.
2. Leushin A. V. LoRa modulation as a new kind of modulation. Principle of operation, basic parameters, noise immunity // Radio communication technology, 2022, Issue 2(53). – Pp. 28-42.
3. Stepanov N. V. A systematic overview of the features of the implementation of the physical layer of the LoRa protocol // T-Comm, 2023, Vol. 17, No 11. – Pp. 11-26. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-11-11-26.
4. Manelis V. B. Detection and identification of LoRaWAN network signal sources / Manelis V. B., Shatilov D. V., Ashikhmin A. V., Sladkikh V. A., Ermakov M. D. // Systems of Control, Communication and Security, 2025, No. 2. – Pp. 64-86. DOI: 10.24412/2410-9916-2025-2-064-086.
5. Manelis V. B., Shatilov D. V., Tokarev A. B. Frequency-time and clock synchronization of LoRa-signals // Radiotekhnika, 2025, Vol. 89, No. 7. – Pp. 47-51. DOI: 10.18127/j00338486-202507-09.
6. Shatilov D. V., Manelis V. B., Sladkikh V. A. LoRaWAN signal analysis // Radar, navigation, communications: proceedings of the XXXI International Scientific and Technical Conference (Voronezh, April 15-17, 2025): in 6 vols. / Voronezh State University; JSC «Concern Constellation». Voronezh: VSU Publishing House, 2025, Vol. 2. – Pp. 276-284.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КАНАЛА УЗКОПОЛОСНОЙ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ ПО СЕТЯМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

В. В. Егоров, В. Е. Мартиросов

Московский Авиационный Институт (МАИ), Москва, Россия

Аннотация. В работе обосновывается необходимость построения математической модели канала узкополосной цифровой связи по сетям электропитания. Приводится обзор актуальных литературных источников, в ходе которого выявляется необходимость теоретического обоснования модели «двух состояний» до уровня физической модели, основанной на теории линейных цепей и длинных линий с учетом фактора изменения параметров сети электропитания во времени. В заключение исследований модели канала в работе проводится тестовое моделирование и верификация его с результатами эксперимента, на основании чего делается вывод о корректности и применимости предложенной математической модели канала цифровой связи.

Ключевые слова: канал связи, математическая модель, физическая модель, длинные линии, импеданс, сеть электропитания, нелинейные эффекты.

MATHEMATICAL MODEL OF THE NARROWBAND DIGITAL COMMUNICATION CHANNEL OVER THE POWER LINE

V. V. Egorov, V. E. Martirosov

Moscow Aviation Institute (MAI), Moscow, Russia

Abstract. The paper substantiates the need to build a mathematical model of a narrow-band digital communication channel over power supply networks. An overview of current literature sources is given, which identifies the need for theoretical study and refinement of the "two-state" model to the level of a physical model based on the theory of linear circuits and long lines, considering the factor of changing the parameters of the power supply network over time. At the end of the paper, the result of the test simulation and its comparison with the experimental results are presented, on the basis of which a conclusion is drawn about the correctness and applicability of the proposed mathematical model.

Keywords: communication channel, mathematical model, physical model, long lines, impedance, power supply network, nonlinear effects.

1. Введение

При разработке PLC (англ. *Power Line Communications*, то есть связь по силовым линиям электропитания) систем связи, для передачи данных и команд в задачах производственной и домашней автоматизации неизбежно возникает вопрос выбора параметров системы, таких как диапазон частот, тип модуляции сигнала, скорость передачи, кодирование информационных сообщений и т.д.. Во многих работах [1, 2] указаны определенные предпочтения авторов по выбору частотных диапазонов и типов модуляции сигнала, но серьезных аргументов в пользу такого выбора, основанного на определенной математической модели канала связи, практически не приводится.

В первую очередь это связано с тем, что электросеть с точки зрения параметров канала связи принципиально отличается по своим параметрам от обычных радиолиний. При распространении электромагнитных волн в атмосфере или в космосе канал связи обычно обладает линейными свойствами, поскольку его параметры не подвергаются радикальным изменениям во времени [3].

Кроме того, сеть электропитания отличается от проводной линии электропередачи двухточечного типа из-за значительного влияния неоднородностей канала. При этом выбор несущей частоты, вида модуляции, полосы пропускания и способа кодирования в данном случае основывается на обработке большого количества статистической информации или на довольно сложной математической модели всей системы с учетом совокупности факторов, влияющих на канал связи. Неоднородности в электросети вызваны изменением волновых параметров проводной линии (рабочее сопротивление, индуктивность и емкость линии), а также наличием множества ответвлений, которые обычно, нагружены большим количеством случайных нагрузок.

В литературе есть работы, в которых так или иначе поднимается вопрос о математической модели канала PLC-связи. Например, в работе [4] предлагается условный подход к концептуальному разделению моделей электросети на физические («снизу вверх») и параметрические («сверху вниз») модели. Построение моделей физических каналов основано на теории распространения электромагнитных волн и стохастической природе топологии сети. Параметрические модели основаны на выполнении множества экспериментальных измерений с последующим обобщением полученных результатов. При этом сама сеть условно рассматривается как «черный ящик» с неизвестными физическими свойствами. В данной работе представлена физическая модель («снизу вверх») узкополосного низкочастотного канала PLC-связи.

2. Математическая модель линии электропитания в задачах PLC

Во многих работах [4, 5] авторы сводят рассмотрение модели PLC-связи к физической стохастической «модели переотражений», основанной на прохождении электромагнитной волны через границу сред с различными параметрами и формировании отраженного и преломленного потоков энергии. Однако эта модель применима только в том случае, если расстояния передачи становятся сопоставимыми с длиной волны рабочей частоты системы PLC. Следовательно, необходимо сосредоточиться на определении значения частоты несущего колебания, для того чтобы далее продолжить рассуждения.

Этот выбор в значительной степени ограничен существующими стандартами PLC-связи. При снижении величины несущей частоты системы сильнее сказывается величина помех, вызванных подключенными к сети электропитания бытовыми приборами. При повышении несущей частоты системы сеть электропитания (ввиду ее несогласованности по несущей частоте PLC) начинает работать как антенна, излучающая передаваемые PLC-сигналы в окружающее пространство. Эти сигналы становятся помехами в работе различных радиосистем, что недопустимо и препятствует сертификации разрабатываемой системы связи. Получаемые таким образом PLC-системы имеет смысл рассматривать только теоретически, так как их использование в инженерной практике невозможно.

Согласно электромагнитной теории, излучение сигнала достигает эффективности при длине антенны, сопоставимой с длиной волны [3, 6]. При использовании диапазона частот CENELEC-A (несущие частоты от 35 кГц до 91 кГц), длина волны составит примерно от 3,3 км до 8,6 км. При развертывании PLC-сети внутри дома, офиса или производственного цеха расстояние по проводам от точки передачи до точки приема PLC сигнала составляет не более нескольких сотен метров, что составляет лишь небольшую часть длины волны. В этом случае изменение фазы несущего сигнала мало, и условия, необходимые для эффективного образования свободной электромагнитной волны, не выполняются [6], что и оправдывает применимость этого частотного диапазона для организации канала PLC-связи.

По описанной выше причине «модель переотражений», представленная в работах [4, 5] для случая широкополосной PLC-связи на частотах порядка единиц мегагерц, может быть значительно упрощена в случае низкочастотного канала узкополосной PLC-связи в диапазоне CENELEC-A на расстояния не более нескольких сотен метров.

Дальнейшие выкладки могут быть выполнены на основе физической модели небольшого участка длинной линии передачи (т. е. линии, которая имеет погонные параметры, но ее свойства все еще зависят от длины) [4, 5], подключенной к нагрузке случайного импеданса без учета ответвлений.

На рис. 1. данная модель приведена применительно к двухпроводной линии электропередачи.

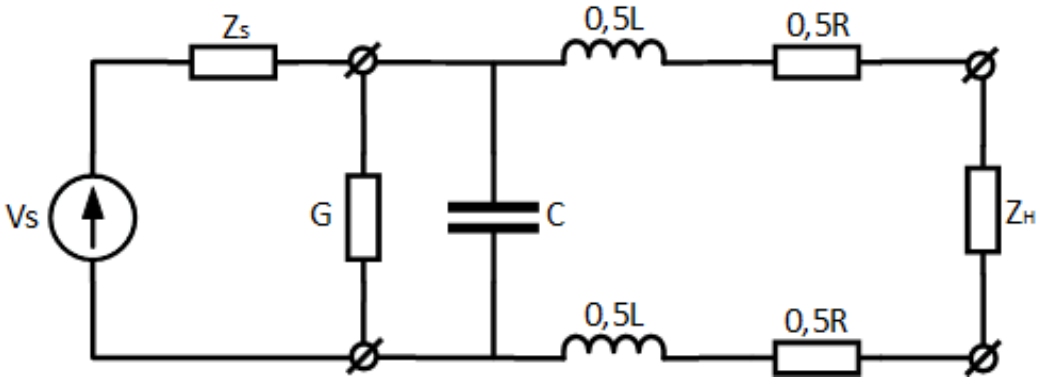


Рис. 1. Модель участка длинной линии с погонными параметрами.

Предполагается стандартное подключение абонента к сетевому напряжению 220В. Важно отметить, что подключение фазы и «нуля» в этом случае инвариантно. Объясняется это тем, что при типичном подключении потребителей к сети в домах и офисах от распределительного узла к потребителю протянут симметричный кабель, а в точках подключения потребителей отсутствует локальное «нулевое» заземление.

Показанная на рис. 1 модель передает физические свойства участка линии при условии, что источник сигнала V_S с внутренним комплексным сопротивлением Z_S подключен слева, а нагрузка с импедансом Z_N присутствует справа.

Значения R, L, C и G (которые представляют сопротивление, индуктивность, емкость и проводимость утечки, соответствующие отрезку линии длиной 1 метр) в этом случае определяются физическими параметрами кабеля. Формулы, рассчитанные для этих величин, приведены в [7].

Нетрудно заметить, что участок электросети в этом случае представлен в виде линейного фильтра второго порядка. Математическое моделирование может быть выполнено с использованием инструментария теории линейных электрических цепей, где спектр выходного сигнала определяется произведением спектра входного воздействия на КЧХ участка линии, который может быть аналитически записан методом комплексных амплитуд.

Приведенная на рис. 1 модель предполагается как модель бесконечно малого участка линии, а вся линия представляется последовательным соединением таких участков. Однако в нашем случае расстояния от одной нагрузки до другой настолько малы (в случае диапазона частот CENELEC A), что участок линии сам по себе может быть представлен одним таким звеном. Из этого следует, что имеет место неточность модели из-за ее асимметрии относительно входного и выходного полюсов, для устранения которой необходимо использовать полностью симметричную модель линии электропередачи, показанную на рис. 2.

Для удобства дальнейшего анализа элементы схемы, представленной на рис.2, соответствующие погонным параметрам отрезка линии, были сгруппированы и заменены

на соответствующие им комплексные представления сопротивлений. Упрощенная схема приведена на рис. 3.

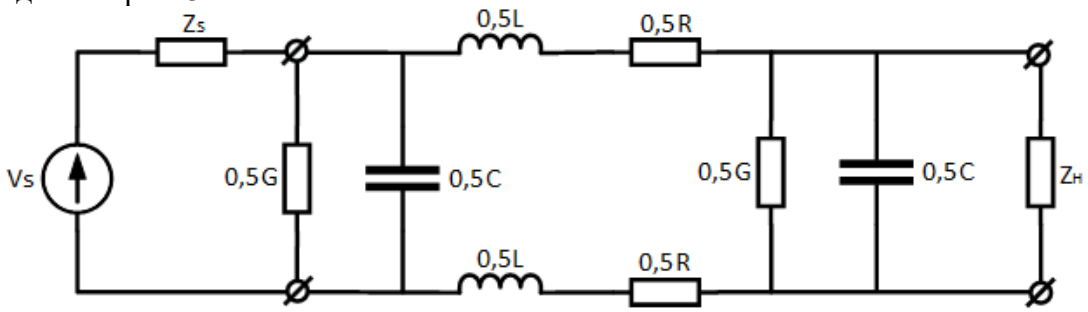


Рис. 2. Симметричная модель участка длинной линии с погонными параметрами.

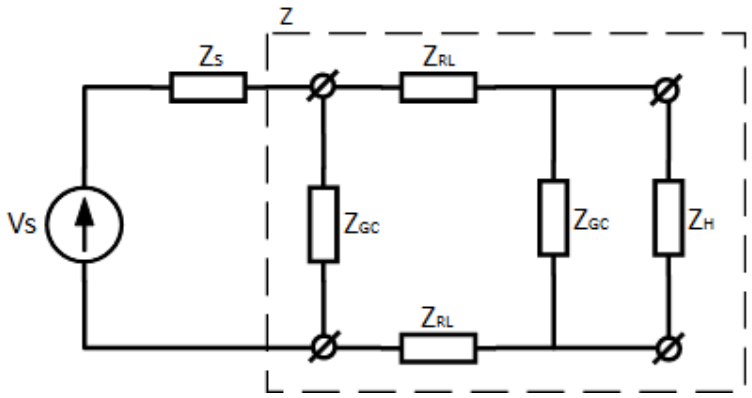


Рис. 3. Симметричная модель участка длинной линии с погонными параметрами.

Приведенная на рис. 3 схема после применения метода комплексных амплитуд может быть представлена линейным фильтром с частотной характеристикой $K_{DL}(f)$, вычисляемой по формуле ниже.

$$\frac{U_{вых}(f)}{V_s(f)} = K_{DL}(f) = \frac{Z}{Z+Z_s}\left[\frac{Z_{GC}Z_H}{Z_{GC}Z_H+2Z_{RL}(Z_H+Z_{GC})}\right] \quad (1)$$

В формуле (1) Z это импеданс приведенной на рис. 2 цепи относительно входных клемм с учетом нагрузки, Z_S – комплексное сопротивление потерь в источнике сигнала, Z_H – комплексное сопротивление подключенной к отрезку линии нагрузки. Величины Z_{RL} и Z_{GC} определяются из соотношений (2).

$$Z_{RL} = \frac{R+j2\pi fL}{2} \qquad Z_{GC} = \frac{2}{G+j2\pi fC} \quad (2)$$

Величина Z, как упоминалось выше, зависит от подключенной к линии нагрузки и описывается формулой (3).

$$Z = \frac{2Z_{RL}Z_{GC}(Z_H+Z_{GC})+Z_HZ_{GC}^2}{Z_{GC}(Z_H+Z_{GC})+2Z_{RL}(Z_H+Z_{GC})+Z_HZ_{GC}} \quad (3)$$

3. Математическая модель нагрузки в задачах PLC

Отдельной задачей в этой работе является определение модели нагрузки Z_H. В большом количестве работ [7, 5] были приведены различные варианты такой модели, но только в работе [8] была описана модель, которая в достаточной степени иллюстрирует процессы, происходящие в электросети и эмпирически зафиксированные в работе [9].

В одном из разделов работы [8] подробно рассматривается феномен нелинейности некоторых нагрузок, подключаемых к электросети. Несмотря на то, что в модели нас интересуют только процессы, происходящие на рабочих частотах PLC-связи, в

реальности нельзя исключить, что в сети присутствует несущая гармоника основного сигнала сети электропитания (в случае России на частоте 50 Гц), амплитуда которой достаточно высока. Сигнал PLC-системы аддитивно с гармоникой напряжения сети питания поступает в нагрузки, входные цепи которых могут содержать нелинейные элементы и накопители электрической энергии в конструкции выпрямителей. В этом случае ток питания во входной цепи протекает импульсно на интервалах времени, когда разность потенциалов в сети питания и на накопителе электрической энергии внутри устройства (на фильтрующем конденсаторе выпрямителя) превышает потенциал блокировки мостовых диодов выпрямителя.

Если пренебречь некоторыми моментами, связанными с формой импульсов тока, то с довольно высокой точностью можно положить, что мы имеем дело с нагрузкой, импеданс которой изменяется в зависимости от текущей фазы колебаний основной гармоники сети. Простейшей моделью для этого случая (также отраженной в работе [8]) является модель «двух состояний», в которой за период основной гармоники питающей сети четыре раза происходят изменения импеданса. Ширина получаемых импульсов обычно бывает случайной, так как зависит от параметров конкретного выпрямителя и потребляемой устройством мощности, но частота этих импульсов в два раза превышает частоту основных колебаний питающей сети. Эта зависимость проиллюстрирована на рис. 4.

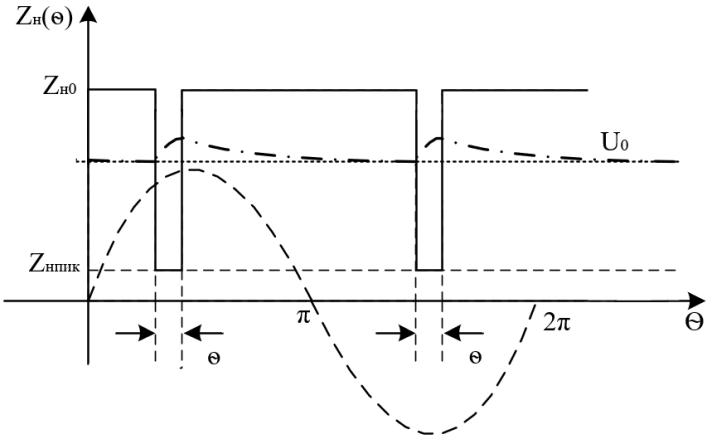


Рис. 4. Зависимость импеданса нагрузки от фазы основной гармоники сети.

Сплошной линией на рис. 4 показано значение модуля импеданса сети, пунктирной линией показана синусоида основной гармоники сети электропитания, а штрихпунктирной линией показано значение напряжения на фильтрующей емкости выпрямителя. Таким образом, $Z_{\text{Н}}$ перестает быть константой для конкретного потребителя и, согласно выражению (4), зависит от времени.

$$Z_{\text{Н}}(t) = Z_{\text{НПИК}} + (Z_{\text{Н0}} - Z_{\text{НПИК}}) \sum_{n=-\infty}^{\infty} rect_{\Delta}(t - nT_0) \qquad (4)$$

В формуле (4) значение $Z_{\text{НПИК}}$ равно импедансу нагрузки на пике энергопотребления основной гармоники сети, $Z_{\text{Н0}}$ - это импеданс на пересечении нуля основной гармоникой питающей сети. Величина T_0 равна периоду основной гармоники сети. Таким образом видно, что вся питающая сеть изменяет свои характеристики дважды за период основной гармоники сети в пределах угла отсечки подключенных выпрямителей напряжения.

4. Проведение моделирования и эксперимента

Проведем моделирование отрезка нагруженной длинной линии передач, используемый как PLC-канал связи, организованный с помощью кабеля ВВГ-Пнг(А)2х1,5 (сечение проводника 1,5 мм2) на расстоянии 500 метров и на несущей частоте 50025 Гц. Погонные параметры данного кабеля были взяты из работы [8]. Для наглядности амплитуда PLC-сигнала была взята величиной в 10В. На рис. 5 приводится осциллограмма напряжения в точке приема PLC-сигнала.

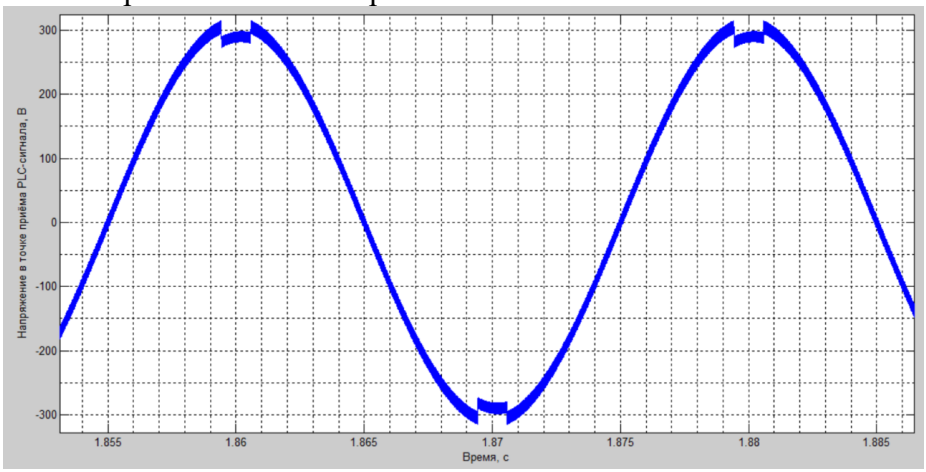


Рис. 5. Напряжение в сети электропитания в точке приема.

После прохождения входных фильтров PLC-системы гармоника частоты 50 Гц значительно подавляется, и осциллограмма приобретает вид, приведенный на рис. 6. Спектр данного сигнала приведен на рис. 7.

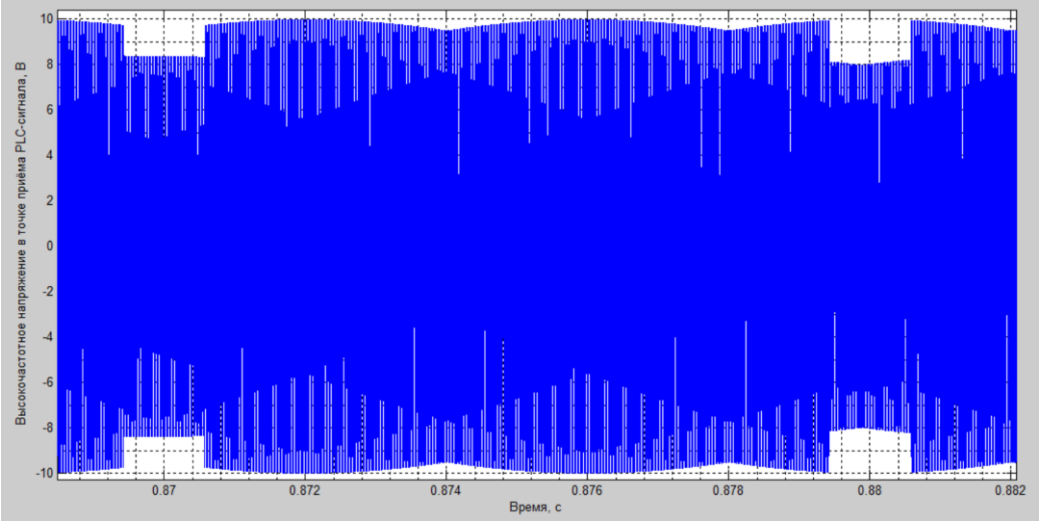


Рис. 6. Напряжение на входе PLC-приемника.

Чтобы проверить корректность модели, описанной выше, был проведен эксперимент на реальной электрической сети. В ходе эксперимента гармоника сигнала, формируемого генератором на частоте 48010 Гц с амплитудой 1 в, передавалась в электрическую сеть офисного здания (большое количество светодиодных ламп, подключенных к сети с помощью выпрямителей сетевого напряжения) через гальваническую развязку (высокочастотный ферритовый трансформатор и конденсатор, подключенный последовательно).

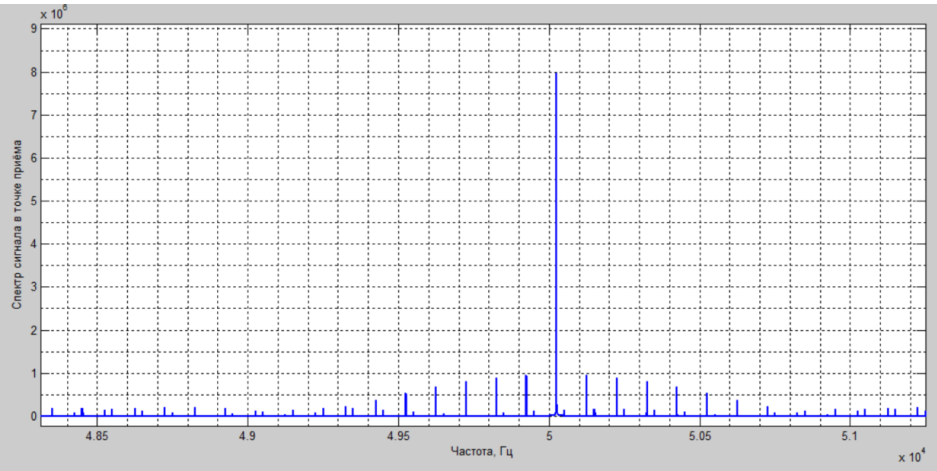


Рис. 7. Спектр напряжения на входе PLC-приемника.

На расстоянии 100 метров к электросети был подключен анализатор спектра, также через гальваническую развязку. На рис. 8 приведена спектрограмма сигнала, наблюдаемого в точке приема. Спектр в реальной сети электропитания достаточно наглядно подтверждает приведенные выше рассуждения и математические выкладки. Видно, что в реальности угол отсечки оказался несколько больше заложенного в модели. Такой вывод можно сделать по положению нулей огибающей спектра - приблизительно 800 Гц в модели и около 600 Гц в реальном спектре. Однако общая форма спектра в модели и в реальном эксперименте совпадают.

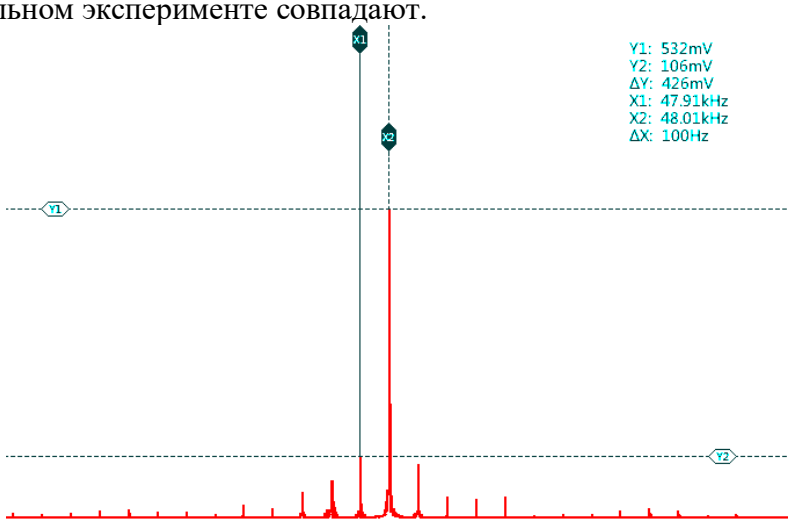


Рис. 8. Спектр реального сигнала на входе PLC-приемника.

5. Заключение

Основываясь на разработанной модели электрической сети и результатах исследований, полученных в ходе работы, можно сделать следующие выводы: Предлагаемая модель канала сети PLC-связи позволяет оценить форму сигнала и его спектр в точке приема. При этом необходимо задать погонные параметры силового кабеля, расстояние между приемником и передатчиком PLC, рабочую частоту и амплитуду сигнала PLC и величину угла отсечки тока. Этот вывод сделан на основе анализа и сравнения результатов исследований математической модели сети электропитания и результатов натурного эксперимента для системы PLC-связи. Канал системы PLC-связи обладает выраженными нелинейными свойствами, что оправдывает необходимость выбора и применения способов модуляции, для которых влияние нелинейности канала на передачу данных может быть сведено к минимуму.

Литература

1. Hrasnica H., Haidine A., Lehnert R. Broadband Powerline Communications Net-works. Chichester. John Wiley & Sons, 2004. - 275 p.
2. Охрименко В. Ю. PLC-технологии. Часть 1. // Электронные компоненты, 2009, №10. - С. 58-55.
3. Боков, Л. А., Мандель А. Е., Замотринский В. А. Электродинамика и распространение радиоволн. Томск: ТУСУР, 2013. - 410 с.
4. Nikfar B. Multichannel power line communication. Dissertation. Duisburg, Essen: Universität Duisburg-Essen, 2017.
5. Zimmermann M., Dostert K. A Multipath Model for the Power Line Channel. // IEEE Transactions on Communications, 2002, Vol. 50, No. 4. - Pp.553-559.
6. Воскресенский Д. И. Устройства СВЧ и антенны / Д. И. Воскресенский, В. Л. Гостюхин, В. М. Максимов, Л. И. Пономарев // Москва: Радиотехника, 2006 - 376 с.
7. Anatory J., Theethayi N. On the Efficacy of Using Ground Return in the Broadband Power-Line Communications - A Transmission-Line Analysis. // IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, Vol. 23, 1. - 132-139.
8. Canete F. J. A channel model proposal for indoor power line communications / F. J. Canete, J. A. Cortés, L. Díez, J. T. Entrambasaguas // IEEE Communications Magazine, 2011, T. 49, No. 12, - Pp. 166- 174.
9. Egorov V. V., Kosolapova A. O., Zolotenkova M. K. Solving the Problem of Forming a Digital Communication Channel over the Power Supply Network Based on Pulse-Frequency Telegraphy. // 2023 IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, Russian Federation, 2023 - Pp. 690-693.

References

1. Hrasnica H., Haidine A., Lehnert R. Broadband Powerline Communications Net-works. Chichester. John Wiley & Sons, 2004. - 275 p.
2. Okhrimenko V. Yu. PLC Technologies. Part 1. // Electronic Components, 2009, No. 10. - Pp. 58-55.
3. Bokov, L. A., Mandel A. E., Zamotrinsky V. A. Electrodynamics and Radio Wave Propagation. Tomsk: TUSUR, 2013. - 410 p.
4. Nikfar B. Multichannel power line communication. Dissertation. Duisburg, Essen: Universität Duisburg-Essen, 2017.
5. Zimmermann M., Dostert K. A Multipath Model for the Power Line Channel. // IEEE Transactions on Communications, 2002, Vol. 50, No. 4. - Pp.553-559.
6. Voskresensky, D. I. Microwave Devices and Antennas / D. I. Voskresensky, V. L. Gostyukhin, V. M. Maksimov, and L. I. Ponomarev // Moscow: Radiotekhnika, 2006 - 376 p.
7. Anatory J., Theethayi N. On the Efficacy of Using Ground Return in the Broadband Power-Line Communications - A Transmission-Line Analysis. // IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, Vol. 23, 1. - 132-139.
8. Canete F. J. A channel model proposal for indoor power line communications / F. J. Canete, J. A. Cortés, L. Díez, J. T. Entrambasaguas // IEEE Communications Magazine, 2011, T. 49, No. 12, - Pp. 166- 174.
9. Egorov V. V., Kosolapova A. O., Zolotenkova M. K. Solving the Problem of Forming a Digital Communication Channel over the Power Supply Network Based on Pulse-Frequency Telegraphy. // 2023 IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, Russian Federation, 2023 - Pp. 690-693.

МОДЕМ ДЛЯ ОРГАНИЗАЦИИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЙ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ ПО СТАНДАРТНЫМ СЕТЯМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

В. В. Егоров, М. К. Золотенкова, А. О. Косолапова, И. А. Жучков

Московский Авиационный Институт (МАИ), Москва, Россия

Аннотация. В работе приводится краткий обзор технических решений для организации цифровой связи по сетям электропитания и предлагается новое решение, основанное на аппаратной реализации помехоустойчивого кодирования с помощью стандартной микросхемы-декодера двухтональных посылок (DTMF). В качестве модуляции предлагается ASK-FSK манипуляция (двухчастотная телеграфия с временными промежутками), приём осуществляется некогерентно. Доклад представляет результат моделирования работы системы с учётом влияния помех, а также результат натурного эксперимента, подтверждающего целесообразность предложенного варианта модуляции и кодирования.

Ключевые слова: канал связи, DTMF, FSK, некогерентный приём, моделирование, PLC, сеть электропитания.

MODEM FOR INTERFERENCE-RESISTANT DIGITAL COMMUNICATION OVER STANDARD POWER SUPPLY NETWORKS

V. V. Egorov, M. K. Zolotenkova, A. O. Kosolapova, I. A. Zhuchkov

Moscow Aviation Institute (MAI), Moscow, Russia

Abstract. The paper provides a brief overview of technical solutions for organizing digital communication over power supply networks and proposes a new solution based on the hardware implementation of noise-resistant coding using a standard two-tone message decoder (DTMF) chip. ASK-FSK modulation (two-frequency telegraphy with time intervals) is proposed as the modulation method, and the reception is performed non-coherently. The paper presents the results of modeling the system's performance, taking into account the impact of interference, as well as the results of a field experiment that confirms the feasibility of the proposed modulation and coding approach.

Keywords: communication channel, DTMF, FSK, non-coherent reception, modeling, PLC, power supply network.

1. Введение

Технология передачи цифровых данных по стандартным сетям электропитания (Power Line Communications, PLC) известна достаточно давно и применяется на производствах для сбора телеметрии со станков [1], в сфере железнодорожного хозяйства [2], а также в задачах домашней автоматизации [3]. Существует также актуальное применение данной технологии для дистанционного снятия показаний приборов учёта расхода электроэнергии [4]. В обзоре [5] достаточно подробно раскрывается как актуальное распространение технологии PLC, так и существующие проблемы широкого и массового её внедрения.

Основной проблемой организации устойчивого канала PLC-связи является непостоянство характеристик среды распространения сигналов. Сеть электропитания как канал связи постоянно модифицируется при подключении и отключении потребителей и изменении тока потребления. Это влияет, в частности, на амплитудно-частотную

характеристику (АЧХ) канала связи, которая в общем случае становится случайной характеристикой, однако данные изменения происходят медленно по сравнению со скоростью передачи данных. В случае пакетной отправки информации проблема может быть решена операцией подстройки приёмной аппаратуры под характеристики канала, что будет отражено далее.

Ввиду специфики задачи поиск аналогов решения был начат с обзора отечественной элементной базы, способной передавать данные по электросетям. В работе [6] представлены существующие на рынке микросхемы для организации канала PLC как импортного, так и отечественного производства. Из отечественных вариантов авторы привели микросхему КР1446ХК1 производства ОАО «Ангстрем», позволяющую организовать канал, основанный на модуляции FSK с максимальной скоростью передачи данных 992 бит/сек на четырёх возможных частотах связи. Данное решение могло бы быть применено к поставленной задаче, однако существует проблема, связанная с необходимостью максимизировать достоверность принимаемых данных. Микросхема КР1446ХК1 поддерживает «на борту» простейшее кодирование данных, позволяющее игнорировать поврежденные пакеты, однако уровень надёжности данного подхода был принят недостаточным.

Текущая работа в своём прикладном применении предполагала организацию сбора телеметрических данных с датчиков систем безопасности, расположенных в частных домостроениях на территории садоводческого некоммерческого товарищества, и их обработку. При этом объем собираемых данных и скорость их передачи невысоки, и приоритет отдаётся не скорости, а достоверности данных.

В работе [7] предлагается способ организации PLC-связи, основанный на микросхемах, актуально представленных на рынке и доступных для приобретения. В [7] в качестве основы для помехозащищенной организации связи был взят метод двухтональной частотной модуляции (DTMF), применяемый в телефонии.

DTMF посылки формируются непосредственно микроконтроллером и после фильтра нижних частот попадают в смеситель, на второй вход которого поступает сигнал частотой 60 кГц. Сигнал с выхода смесителя поступает на усилитель мощности и далее на блок фильтрации и гальванической развязки, после чего излучается в сеть электропитания. В режиме приёма с сигналом происходит аналогичный обратный процесс. Принятые частотно-импульсные посылки демодулируются с помощью стандартной микросхемы-демодулятора MT8870. В результате на микроконтроллер поступает четырёхбитный параллельный код. Микроконтроллер производит декодирование и в случае успеха отправляет полученное значение по протоколу UART.

Однако в работе [8] коллективом авторов было проведено обширное исследование, показавшее, что применённое в [7] решение не является удачным, так как демодулятор MT8870 крайне чувствителен к нелинейным искажениям сигнала в тракте передачи, а тракт передачи в виде сети электропитания является в общем случае нелинейной средой, что экспериментально подтвердилось в [8].

В данной работе было принято решение объединить труды [8] и концепцию решения [6] для реализации связи с достаточно высоким уровнем надёжности и на основе существующей на рынке элементной базы.

2. Предлагаемое решение задачи

Основываясь на выявленном в ходе эксперимента факте чувствительности микросхемы MT8870 к нелинейным искажениям сигнала [8], было предложено решение не передавать DTMF-посылки в чистом виде, а использовать промежуточную 3FSK модуляцию с той целью, чтобы в один момент времени в канале присутствовала только

одна частота и, тем самым, нелинейные эффекты канала не влияли напрямую на демодуляцию. При таком решении функции демодулятора возьмет на себя демодулятор FSK-сигнала, а MT8870 возьмет на себя функцию декодера.

Структурная схема решения приведена на рис. 1.

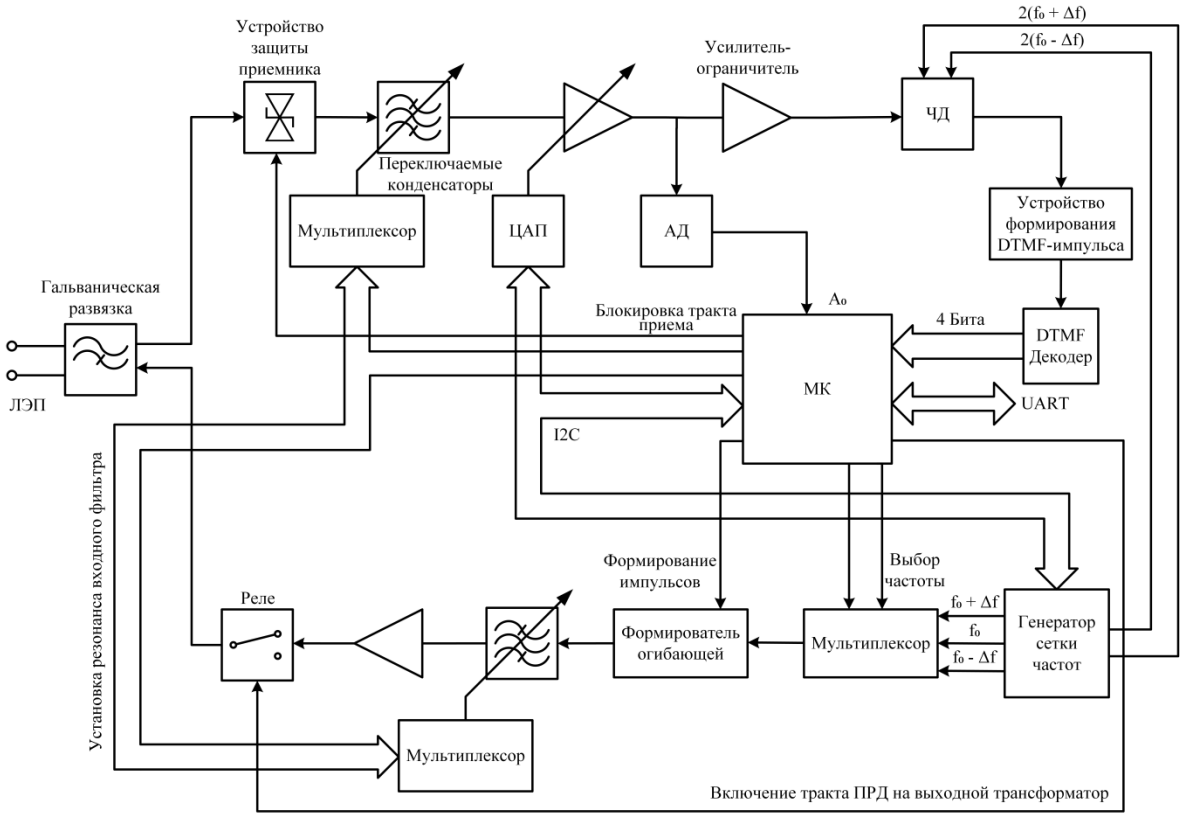


Рис. 1. Структурная схема предлагаемого решения.

Перед отправкой пакета микроконтроллер настраивает выходной фильтр в резонанс с центральной частотой FSK-посылки. Это осуществляется с помощью выбора канала мультиплексора, который подключает на общий провод тот или иной конденсатор, влияя на резонансную частоту. В решении была применена микросхема 74HC4067, которая позволяет в сочетании с полосовым фильтром создать возможность работы системы на одной из 16 несущих частот f0 в диапазоне CENELEC A (3 кГц – 95 кГц, полоса частот, принятая Европейским комитетом электротехнической стандартизации).

Далее генератор на микросхеме SI5351 формирует три частоты для формирования FSK-посылки, равные f_0, $f_0+\Delta f$ и $f_0-\Delta f$, а также удвоенные частоты $2(f_0+\Delta f)$ и $2(f_0-\Delta f)$.

Микроконтроллер формирует разрешающий сигнал на формирователь огибающей, включает питание усилителя и подаёт разрешающий сигнал на коммутатор тракта ПРД. При этом на устройство защиты приёмника подаётся сигнал бланка, который зануляет тракт приёма.

Далее МК формирует сигналы, соответствующие меандрам частот верхней и нижней группы DTMF. Данные сигналы поступают на входы выбора мультиплексора 74HC151, переключая между собой три частоты FSK. Переключение осуществляется следующим образом: при наличии на обоих выходах DTMF частот уровня логического нуля формируется частота $f_0-\Delta f$, при наличии на обоих выходах логической единицы - $f_0+\Delta f$. При прочих условиях выбирается канал с частотой f_0.

Сигнал с выхода мультиплексора проходит через формирователь огибающей на вход переключаемого полосового фильтра, где устраняются внеполосные излучения, и

далее поступает на усилитель, и, минуя его, через коммутатор тракта передатчика и гальваническую развязку излучается в сеть электропитания.

В режиме приёма МК отключает тракт передатчика для увеличения входного импеданса модема.

Входной фильтр, управляемый мультиплексором, перестраивается на рабочую частоту f_0. Входной сигнал, проходя через устройство защиты приёмника и полосовой фильтр, поступает на усилитель с регулируемым коэффициентом усиления (AD603). На его выходе расположен амплитудный детектор, который является датчиком амплитуды для подстройки коэффициента усиления системы до корректного для демодуляции уровня. Коэффициент усиления регулируется аналоговым сигналом, формируемым с помощью ЦА П MCP4725A0T-E/CH по интерфейсу I2C.

После усилителя сигнал поступает на усилитель-ограничитель, формирующий на своём выходе цифровой сигнал TTL-уровня. Данный сигнал поступает на вход частотного детектора и формирователя DTMF-импульсов, которые конструктивно реализованы в виде одного блока, собранного по схеме, приведенной на рис. 2.

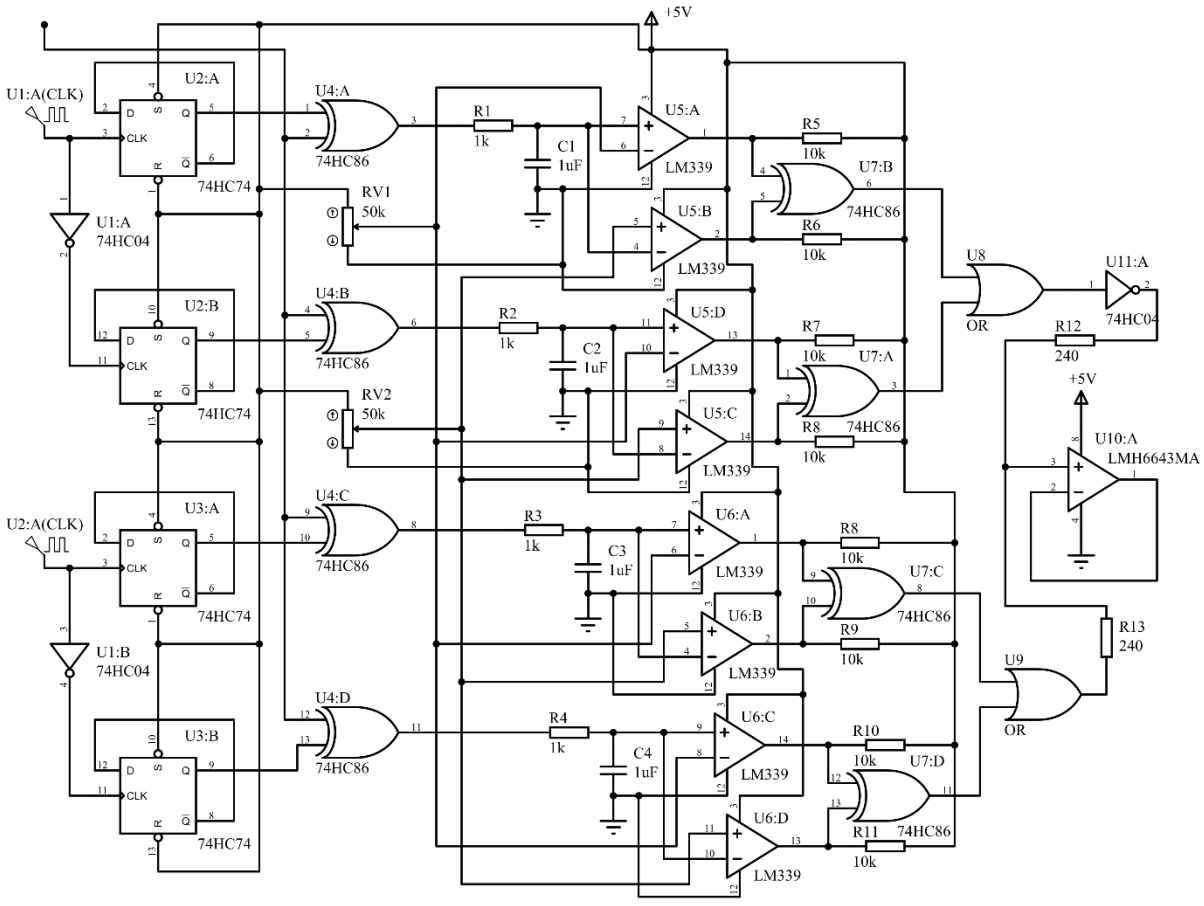


Рис. 2. Принципиальная схема некогерентного 3FSK-демодулятора.

На рис. 2 на вход блока поступают удвоенные величины верхней и нижней частот 3FSK. Внутри блока производится деление частот надвое с фазовым сдвигом, позволяющее получить опорные сигналы частот $f_0+\Delta f$ и $f_0-\Delta f$, каждая из которых будет представлена двумя сигналами, сдвинутыми относительно друг друга на 90 градусов по фазе.

Это позволяет, применяя логические элементы «исключающее ИЛИ» выделить при совпадении частот постоянную составляющую в каждом из четырёх каналов приёма, на

основании чего компараторы определяют канал, в котором порог обнаружения сигнала превышен и далее формируется сигнал, по своей форме повторяющий структуру изначальной DTMF-посылки.

Данный сигнал поступает далее на DTMF-декодер MT8870 и преобразуется в четырёхбитный код, анализируемый микроконтроллером. В данном решении DTMF применяется как аппаратное помехоустойчивое кодирование, позволяющее повысить достоверность передаваемых сообщений.

Микроконтроллер преобразует данный код в байт, передаваемый по стандарту UART.

Рассмотрим процесс формирования одного импульса передатчика и пронаблюдаем его характеристики. Для примера возьмем сигнал на частоте f_0 = 60 кГц и будем передавать символ «6» таблицы DTMF, то есть частоты f_N = 770 Гц, f_V = 1477 Гц. Длительность символа DTMF возьмем равной 32 мс, что соответствует порогу обнаружения для микросхемы MT8870 [8]. Разница частот 3FSK возьмем равной 5кГц. На рис. 3 показана осциллограмма модулирующего сигнала.

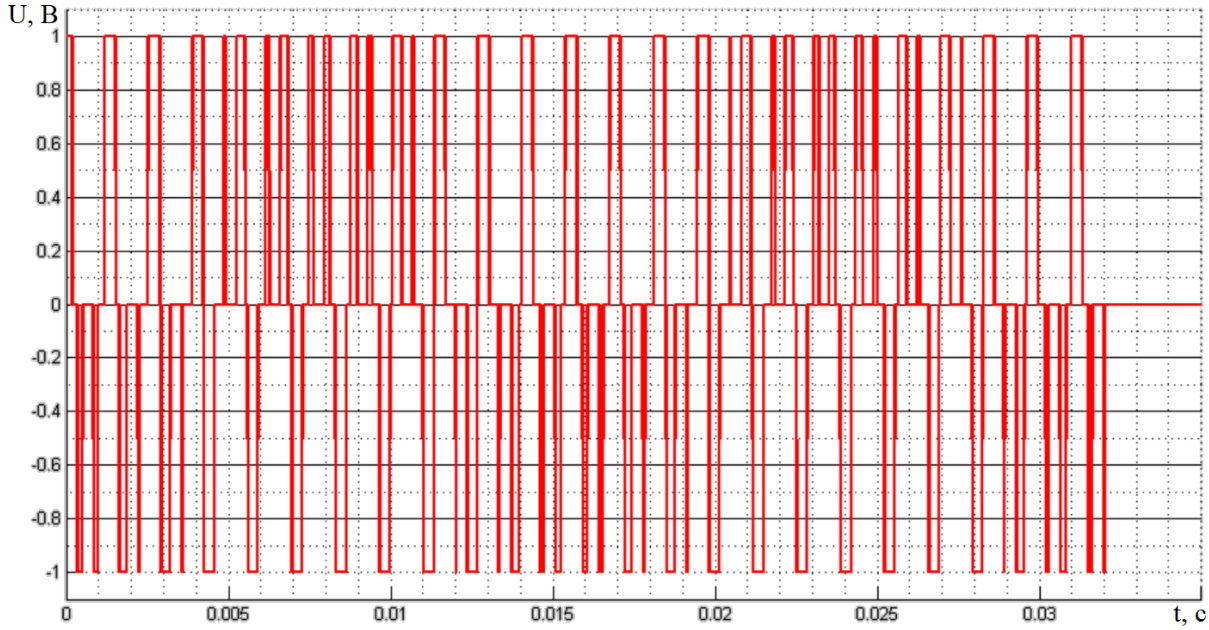


Рис. 3. Модулирующий сигнал.

В соответствии с данным сигналом (рис. 3) формируются радиоимпульсы на частотах 3FSK. В состоянии «-1» формируется импульс частотой f_0-Δf, при значении «0» - частотой f_0 и при значении «+1» - f_0+Δf. Видно, что формирующиеся импульсы будут разной ширины, что приведёт к достаточно нестабильной ширине спектра данной посылки. Самый узкий импульс составляет в длительности 40 мкс, что эквивалентно частотной полосе 50 кГц. В нашем случае ширина полосы ограничена 20 кГц, что означает, что минимальная ширина импульса FSK должна соответствовать 100 мкс. Решить эту проблему можно оптимальным подбором фаз частот f_N и f_V, однако при демодуляции DTMF всё равно происходит корректная демодуляция даже при наличии некоторых искажений.

Спектр полученного FSK колебания изображен на рисунке 4.

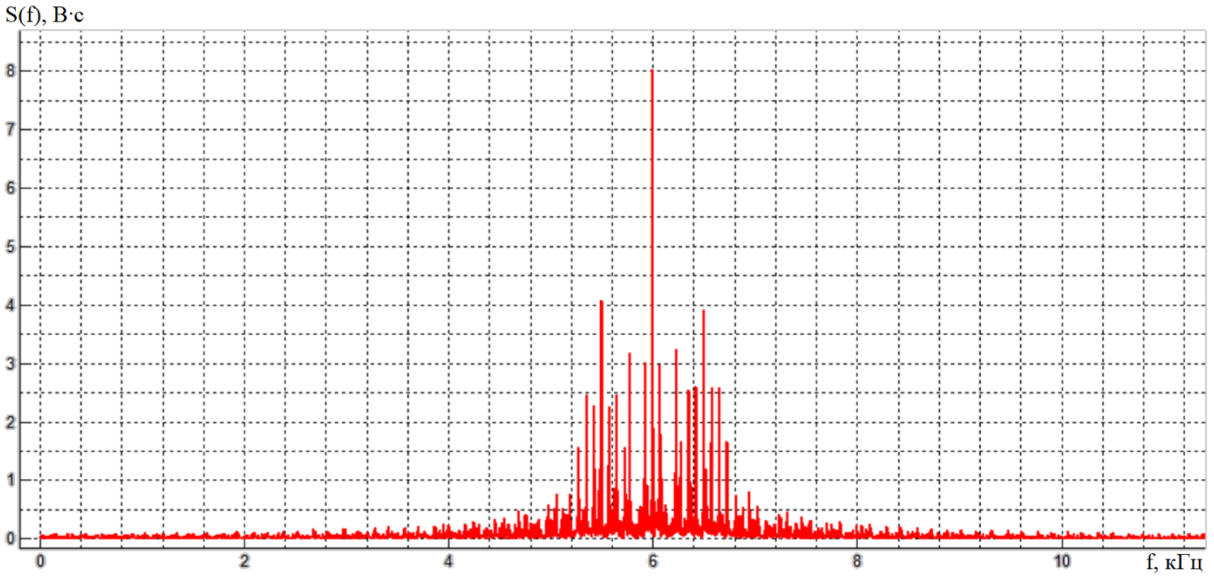


Рис. 4. Спектр FSK-посылки на выходе модулятора.

Видно, что ширина спектра в целом укладывается в требования к каналу касательно ширины полосы.

На данном этапе интересен тот факт, что применение 3FSK становится нецелесообразным, так как сигнал частоты f_0 никак не участвует в работе приёмной части модема кроме модуля регулировки усиления, который при корректной регулировке может устанавливать амплитуду сигнала на основе преамбулы и фиксировать на интервале пакета. Поэтому модуляция 3FSK может быть заменена на FSK-ASK модуляцию, где вместо центральной частоты имеет место пауза передачи, что позволяет снизить энергозатраты при передаче.

3FSK, также как и FSK-ASK сигналы могут быть демодулированы с помощью демодулятора, построенного на основе предложенной на рис. 2 схемы. На основании описанного выше моделирования были изготовлены прототипы приёмной и передающей частей модема, позволившие провести эксперименты.

3. Экспериментальная проверка корректности работы решения

Опираясь на проведенные ранее теоретические выкладки, а также учитывая результаты моделирования была разработана общая принципиальная схема и изготовлен прототип PLC-модема. На рис. 5 приведен его внешний вид.

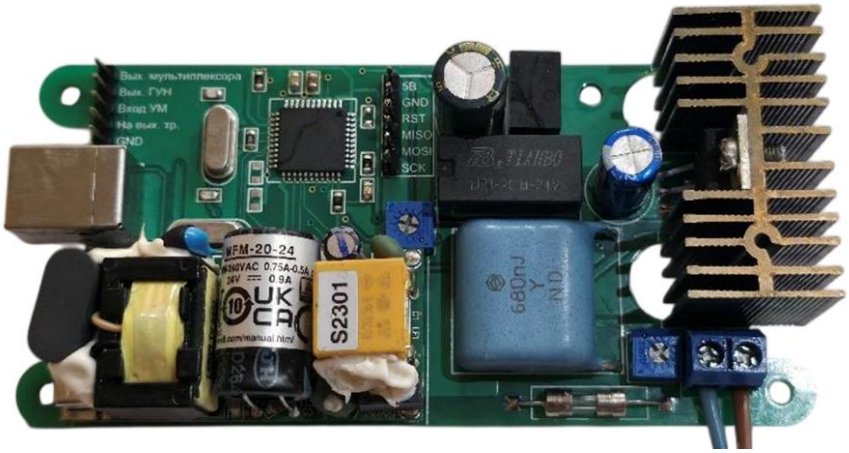


Рис. 5. Внешний вид прототипа PLC-модема.

В качестве первого эксперимента была выбрана проверка корректности работы демодулятора 3FSK-сигнала, а также подтверждение соответствия формы демодулированного сигнала исходной передаваемой символьной последовательности. На рис. 6 представлен результат экспериментального исследования, полученный с использованием цифрового осциллографа. На осциллограмме одновременно отображены два сигнала. Верхняя осциллограмма соответствует сигналу на выходе демодулятора, а нижняя – исходному 3FSK-сигналу, формируемому генератором и подаваемому на вход приёмной части.

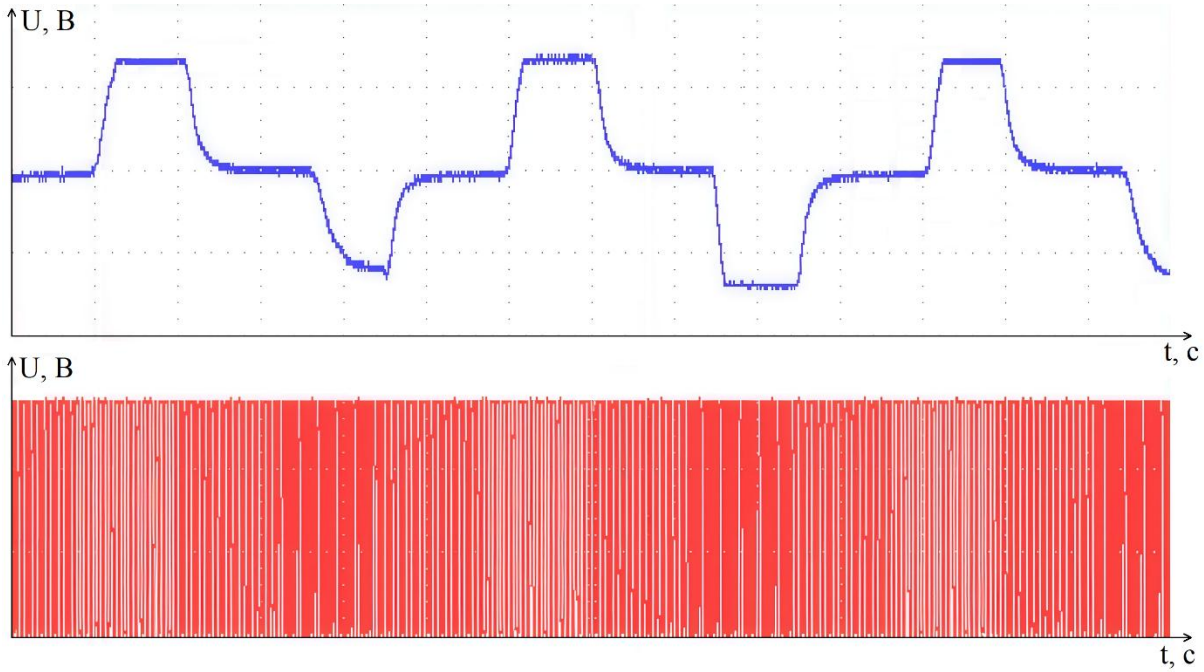


Рис. 6. Осциллограмма сигнала на выходе демодулятора (верхний график) и осциллограмма входного 3FSK-сигнала с генератора (нижний график).

Исходный 3FSK-сигнал представлял собой частотно-манипулированную последовательность, в которой информация кодируется тремя дискретными частотными состояниями. Эти состояния соответствуют трём символам и циклически сменяют друг друга в соответствии с заданной тестовой последовательностью. На нижней осциллограмме отчётливо наблюдается данный многочастотный сигнал, характеризующийся периодической сменой частотных участков.

После прохождения сигнала через приёмный тракт и демодулятор на выходе формируется демодулированный сигнал, представленный на верхней осциллограмме. Демодулированный сигнал имеет дискретный уровневый характер и принимает три устойчивых средних уровня напряжения, соответствующих трём символам 3FSK-модуляции.

Несмотря на наличие незначительных искажений формы сигнала, обусловленных воздействием шумов, ограниченной полосой пропускания и переходными процессами в аналоговых узлах приёмника, общая структура демодулированного сигнала сохраняется. Полученные результаты показывают, что демодулятор корректно различает три частотных состояния входного сигнала и преобразует их в соответствующие уровни выходного напряжения.

Далее был проведен эксперимент с передачей сигнала непосредственно через сеть электропитания с целью оценки влияния помех и нестабильности параметров канала на процесс демодуляции. В отличие от предыдущего эксперимента, в котором использовался тестовый сигнал от лабораторного генератора, в данном случае передаваемый сигнал формировался в виде многочастотной последовательности, соответствующей варианту 3FSK/DTMF-модуляции, описанному в модели ранее.

На рис. 7 представлены осциллограммы двух сигналов. Нижний график соответствует сигналу, принимаемому непосредственно из силовой сети. Видно, что данный сигнал существенно отличается от лабораторного: он имеет выраженную паразитную амплитудную модуляцию, обусловленную воздействием характерных для сети электропитания помех.

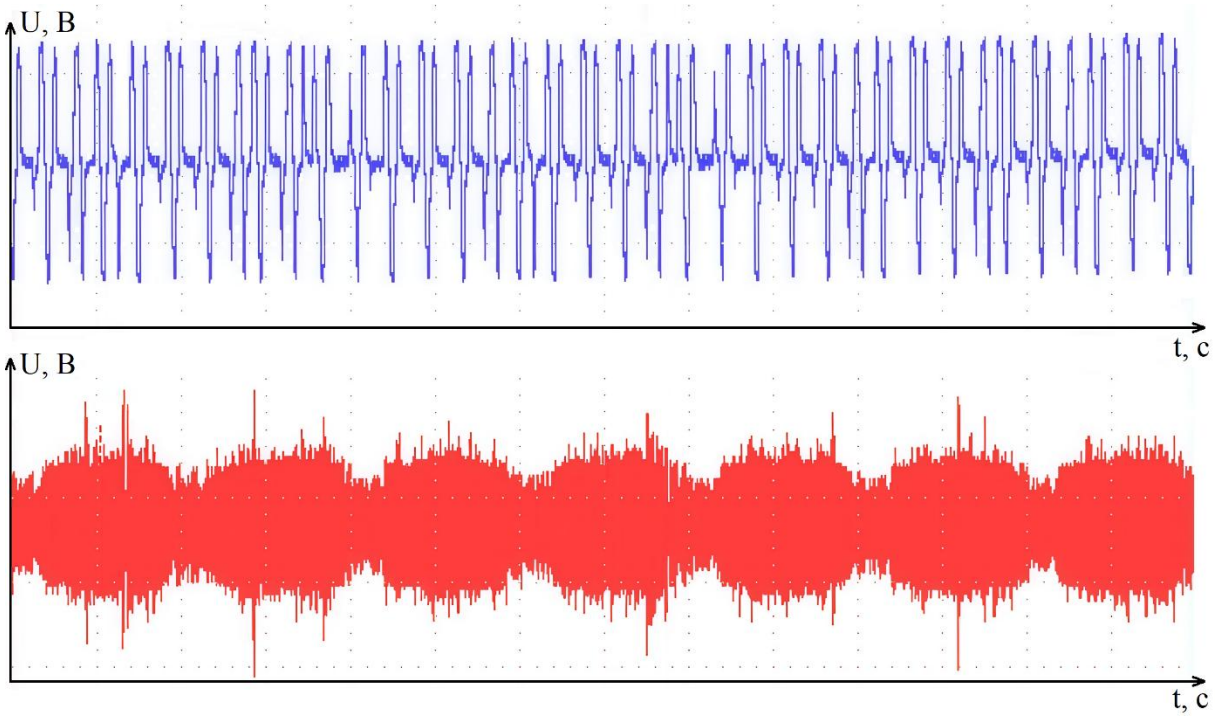


Рис. 7. Осциллограмма демодулированного DTMF-сигнала (верхний график) на основе реального PLC-сигнала в сети электропитания (нижний график).

Несмотря на наличие амплитудных искажений, в принимаемом сигнале сохраняется структура многочастотной модуляции. Частотные составляющие, соответствующие передаваемым символам 3FSK-сигнала, присутствуют на протяжении всего интервала наблюдения, что подтверждает возможность передачи информационного сигнала по силовой сети в реальных условиях.

Верхняя осциллограмма отображает сигнал на выходе демодулятора.

Завершающим экспериментом была подача циклического потока символов DTMF с номерами от «0» до «15», то есть формирование DTMF-посылок со всеми возможными частотными комбинациями и наблюдение спектрограммы демодулированного сигнала. Данная спектрограмма представлена на рис. 8.

Из рис. 8 видно, что все необходимые частотные составляющие представлены в спектре демодулированного сигнала, а паразитные составляющие отсутствуют. Таким образом, можно сделать вывод о корректной работе модема.

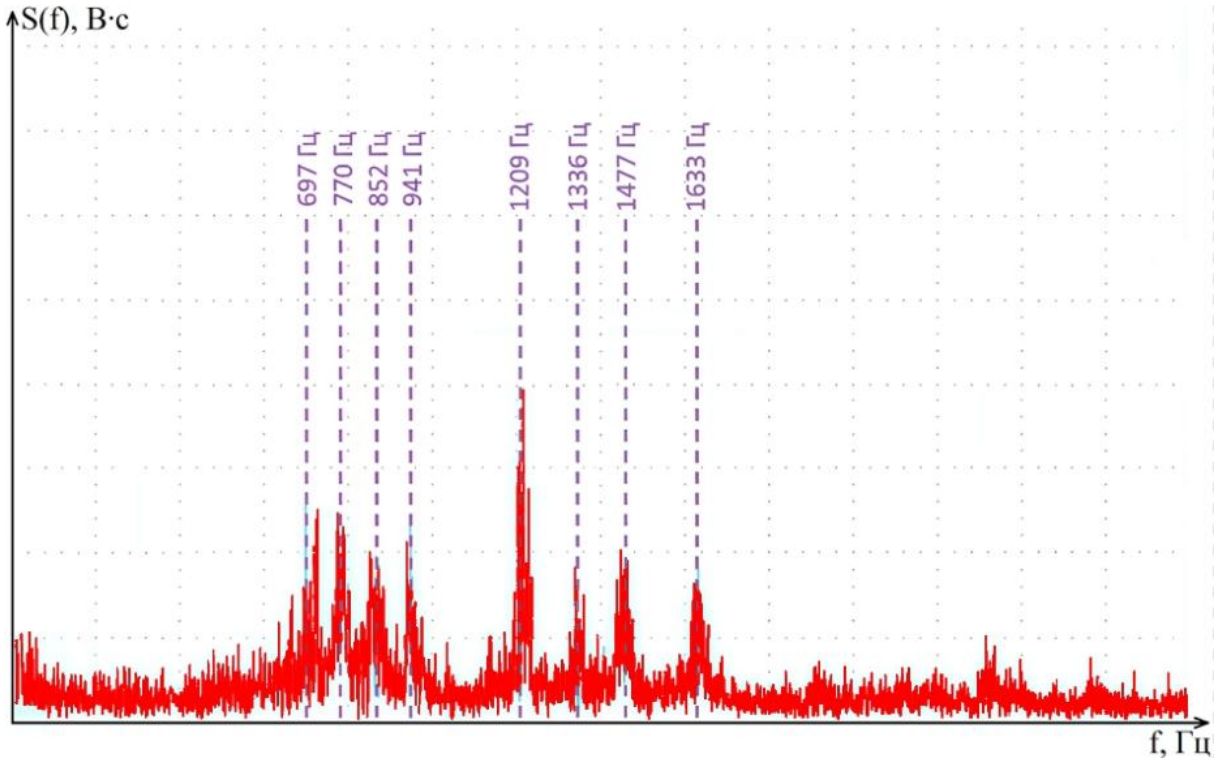


Рис. 8. Спектр сигнала на входе DTMF-декодера.

4. Заключение

Проведенные эксперименты демонстрирует влияние реальных условий силовой кабельной сети на процесс приёма и демодуляции 3FSK/DTMF-сигнала. Полученные результаты подтверждают возможность передачи информации по сети электропитания предложенным способом.

В заключении следует подытожить, что построение модема по предлагаемой структуре решает множество трудностей, связанных с недоступностью элементной базы на рынке и помехоустойчивостью на канальном уровне. Внедрение данного модема позволит решить задачу помехоустойчивого кодирования на аппаратном уровне, снижая тем самым требования к сложности и стоимости приёмной и передающей частей модема.

Проведенные эксперименты подтвердили работоспособность предлагаемой концепции и корректность теоретических положений. На практике была подтверждена скорость передачи, равная 120 бит/секунду, что в целом соответствует необходимой скорости передачи для сбора телеметрии с большинства датчиков в системах домашней автоматизации.

Дальнейшее теоретическое и экспериментальное развитие предложенного решения позволит добиться более высоких скоростей связи.

Литература

1. Kalabanov S., Shagiev R., Ishmuratov R. Automated Data Acquisition System from Industrial Machines. // 2018 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS), Kazan, Russia, 2018 - Pp. 1-5.
2. Стандарт Железнодорожные приложения. Системы связи, сигнализации и обработки данных. Электронные системы сигнализации, связанные с обеспечением безопасности. EN 50129. – 2002. – 158 с.

3. Елисеев Н. Технология x10 - управление "умным" домом // Электроника: Наука, технология, бизнес, 2007, № 7(81). - С. 32-36.
4. Счётчики Инкотекс Меркурий. https://www.incotexcom.ru/contacts, 10.12.2025.
5. Yousuf M. S., El-Shafei M. Power Line Communications: An Overview-Part I. // Innovations'07: 4th International Conference on Innovations in Information Technology (IIT), 2007 - Pp. 218-222.
6. Троицкий Ю., Нестеров А., Ширяев А. Микросхемы узкополосных приёмопередатчиков PLC для промышленного и бытового применения. // Современная электроника, 2008, №8. - С. 16-21.
7. Egorov V. V., Zolotenkova M. K. Prototype of a Pulse-Frequency Modem for Transmitting Information over Power Supply Networks. // 2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Novosibirsk, Russian Federation, 2023 - Pp. 530-533.
8. Egorov V. V., Kosolapova A. O., Zolotenkova M. K. Solving the Problem of Forming a Digital Communication Channel over the Power Supply Network Based on Pulse-Frequency Telegraphy. // 2023 IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, Russian Federation, 2023 - Pp. 690-693.

REFERENCES

1. Kalabanov S., Shagiev R., Ishmuratov R. Automated Data Acquisition System from Industrial Machines. // 2018 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS), Kazan, Russia, 2018 - Pp. 1-5.
2. Standard for Railway Applications. Communication, Signaling, and Data Processing Systems. Electronic Signaling Systems Related to Safety. EN 50129. – 2002. – 158 p.
3. Yeliseyev N. x10 Technology - Smart Home Control // Electronics: Science, Technology, Business, 2007, No. 7(81). - Pp. 32-36.
4. Incotex Mercury counters. https://www.incotexcom.ru/contacts, 10.12.2025.
5. Yousuf M. S., El-Shafei M. Power Line Communications: An Overview-Part I. // Innovations'07: 4th International Conference on Innovations in Information Technology (IIT), 2007 - Pp. 218-222.
6. Troitsky Yu., Nesterov A., Shiryaev A. PLC narrow-band transceiver chips for industrial and household applications. // Modern Electronics, 2008, No. 8, pp. 16-21.
7. Egorov V. V., Zolotenkova M. K. Prototype of a Pulse-Frequency Modem for Transmitting Information over Power Supply Networks. // 2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Novosibirsk, Russian Federation, 2023 - Pp. 530-533.
8. Egorov V. V., Kosolapova A. O., Zolotenkova M. K. Solving the Problem of Forming a Digital Communication Channel over the Power Supply Network Based on Pulse-Frequency Telegraphy. // 2023 IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, Russian Federation, 2023 - Pp. 690-693.

ИТЕРАТИВНОЕ МАЖОРИТАРНОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДА ЗА ПРЕДЕЛАМИ МИНИМАЛЬНОГО КОДОВОГО РАССТОЯНИЯ

В. В. Квашенников[1], Д. С. Воскресенский[1]

[1]АО «КНИИТМУ», Калуга, Россия

Аннотация. Предложено итеративное мажоритарное декодирование двоичных линейных помехоустойчивых кодов. На каждой итерации мажоритарного декодирования корректируют только один символ кода с наименьшей достоверностью. Затем мажоритарные проверки пересчитывают и на следующей итерации опять корректируют только один символ кода с наименьшей достоверностью и т.д., до тех пор, пока либо синдром кода не станет равен нулю, либо число итераций не станет равным числу ошибок, корректируемых кодом за пределами половины минимального кодового расстояния. Показано, что наименьшую достоверность имеют символы, число проверок которых, не совпадающих с тривиальной проверкой, имеет максимальное значение. Рассмотрен пример итеративного мажоритарного декодирования кода БЧХ(15,7,5) за пределами половины минимального кодового расстояния.

Ключевые слова: итеративное мажоритарное декодирование двоичных линейных помехоустойчивых кодов, достоверности символов кода, разделенные проверки кода.

ITERATIVE MAJORITY DECODING OF NOISE-RESISTANT CODE OUTSIDE MINIMUM CODE DISTANCE

V. V. Kvashennikov[1], D. S. Voskresenskiy [1]

[1]JSC KNIITMU, Kaluga, Russia

Abstract. An iterative majority decoding of binary linear noise-resistant codes is proposed. At each iteration of majority decoding, only one character of the code is corrected with the lowest confidence. Then the majority checks are recalculated and in the next iteration, only one character of the code is corrected again with the lowest confidence, etc., until either the code syndrome becomes zero, or the number of iterations becomes equal to the number of errors corrected by the code beyond half the minimum code distance. It is shown that the symbols have the lowest confidence, the number of checks of which, which do not coincide with the trivial check, has the maximum value. An example of iterative majority decoding of the BCH code (15,7,5) beyond half the minimum code distance is considered.

Keywords: iterative majority decoding of binary linear noise-resistant codes, validity of code symbols, separated code checks.

1. Введение

При мажоритарном декодировании помехоустойчивых кодов решение о значении символа кода принимают путем голосования по «большинству» с использованием системы разделенных проверок [1]. Известны различные модификации базового алгоритма мажоритарного декодирования. При многопороговом декодировании на каждой итерации корректируют один или несколько символов кода, достоверность которых не превышает пороговой величины [2]. Символы кода в зависимости от числа совпадающих проверок имеют различные достоверности. При декодировании сначала определяют пороговую достоверность, ниже которой символы кода корректируют. После изменения значений недостоверных символов кода, проверки других символов

пересчитывают, и на следующей итерации декодируют символы, у которых достоверность не более, чем пороговая величина и т.д. После исправления символов число ошибок в коде уменьшается. При меньшем числе ошибок число неправильных проверок на следующей итерации уменьшается, число правильных проверок – увеличивается, а, значит, вероятность правильного декодирования кода повышается [3]. При ошибочном декодировании символов на первых итерациях вероятность правильного декодирования на следующих итерациях будет уменьшаться. Особенно важна правильная коррекция символов на первых итерациях при числе ошибок за пределами половины минимального кодового расстояния. При сравнении достоверности с пороговой величиной корректируют символы, достоверность которых больше наименьшей достоверности символов кода, что снижает вероятность правильного приема.

В настоящей работе предлагается алгоритм, на каждой итерации которого корректируют символы не по результатам сравнения их достоверности с пороговой величиной, а корректируют только один символ, достоверность которого наименьшая на данной итерации. На первой итерации корректируют только один символ с наименьшей достоверностью и пересчитывают проверки символов, на второй итерации также корректируют только один символ с наименьшей достоверностью и пересчитывают достоверности и т.д.

2. Алгоритм декодирования

Пусть принятое двоичное кодовое слово $A=a_0a_1\ldots a_{n-1}$. Для мажоритарно декодируемого кода система проверок для символа a_0

$$\begin{aligned} a_0^* &= a_{i1} + a_{i2} + \ldots + a_{im} \\ a_0^* &= a_{j1} + a_{j2} + \ldots + a_{jm} \\ &\ldots \\ a_0^* &= a_{s1} + a_{s2} + \ldots + a_{sm} \\ a_0^* &= a_0 \end{aligned} \quad . \qquad (1)$$

Для разделенных или ортогональных проверок символы кода входят в правую часть проверок только один раз. Всего имеется d контрольных проверок, где d – минимальное кодовое расстояние кода. Корректируют все ошибки веса

$$t \le \left\lceil \frac{d-1}{2} \right\rceil , \qquad (2)$$

где $\lceil x \rceil$ – целая часть x, а также некоторую часть ошибок за пределами половины минимального кодового расстояния.

Для циклических кодов проверки для других символов кода получают циклическим сдвигом индексов символов в проверках системы (1). Если после очередной итерации мажоритарного декодирования всех символов кода синдром кода не равен 0, то мажоритарное декодирование повторяется сначала до тех пор, пока либо синдром кода не станет равным 0, либо пока не будет выполнено предельное число итераций мажоритарного декодирования. Возможны различные варианты расположения ошибочных символов в проверках символа. В каждой контрольной проверке системы (1) может содержаться не более одной ошибки. Тогда при t ошибках более половины контрольных проверок будут правильными, и только менее половины контрольных проверок будут неправильными и мажоритарное декодирование дает правильное решение. При $t+1$ и более ошибках больше половины контрольных проверок будут

неправильными и будет принято неправильное решение. Но те же более чем *t+1* ошибок могут быть расположены так, что в одной или нескольких проверках системы (1) содержится больше одной ошибки. Тогда при *t+1* и более ошибках меньше половины проверок будет ошибочными и будет принято правильное решение. Правильное декодирование возможно при *t+1* и более ошибках, т. е. при числе ошибок за пределами половины минимального кодового расстояния кода, если ошибки сосредоточены в небольшом числе проверок символа. Тогда оставшихся безошибочных проверок символа будет достаточно для правильного мажоритарного декодирования этого символа. Таким образом, мажоритарное декодирование позволяет корректировать некоторую часть комбинаций ошибок за пределами половины минимального кодового расстояния кода. Итеративное мажоритарное декодирование увеличивает вероятность правильного декодирования по сравнению с обычным однократным мажоритарным декодированием кода. Если в первой итерации мажоритарного декодирования исправлена некоторая ошибка, то число ошибок в коде уменьшится и с большей вероятностью остальные ошибки будут исправлены при следующих итерациях мажоритарного декодирования.

Достоверность символа кода есть вероятность правильного декодирования символа кода. Она будет больше при мажоритарном декодировании по *m* совпадающим решениям, чем при мажоритарном декодировании по *m-1* совпадающим решениям (*m>d/2)*. Например, достоверность символа, для которого все проверки равны 0, будет больше, чем достоверность символа, для которого только *(d+1)/2* проверок равны 0, а оставшиеся *(d-1)/2* контрольных проверок равны 1. Чем больше совпадающих контрольных проверок при мажоритарном декодировании, тем выше достоверность символа.

При декодировании некоторого символа кода возможны два варианта: либо символ кода корректируют, либо символ кода не корректируют. Рассмотрим декодирование с коррекцией символа. В этом случае последняя тривиальная проверка системы (1) не выполняется, а по остальным проверкам принимают решение о коррекции символа. Решение о коррекции символа может приниматься по *m=d-1, d-2,…, (d+1)/2* совпадающим контрольным проверкам. Сопоставим каждому такому решению соответствующую вероятность правильного приема символа или достоверность *P(m)*. Покажем, что *P(m)* есть монотонно возрастающая функция от *m*. Тогда для повышения вероятности правильного декодирования кода коррекцию символов следует начинать с символа, для которого *m,* а, значит, и *P(m)* имеет максимальное значение.

Число проверок для одного символа равно минимальному кодовому расстоянию *d* и вес разделенных проверок оценивают

$$d_0 = \frac{n}{d}\,. \tag{3}$$

Поэтому, вероятность попадания ошибок высокой кратности (>2) в проверки будет небольшой. Рассмотрим двоичный канал с независимыми ошибками со средней вероятностью ошибки на бит в канале связи *p* и вероятностью правильного приема символа кода *q=1-p*. Проверка будет выполняться, если в символах проверки нет ошибок или в символах проверки – две ошибки. Для биномиального распределения вероятность этого события

$$P_{02} = q^{d_0} + \frac{d_0(d_0-1)}{2} p^2 q^{d_0-2}\,. \tag{4}$$

Проверка не будет выполняться, если в нее попала только одна ошибка. Вероятность одиночной ошибки

$$P_1 = d_0 p\, q^{d_0-1}\,. \tag{5}$$

Вероятность трех ошибок в проверке

$$P_3 = \frac{d_0(d_0-1)(d_0-2)}{6} p^3 q^{d_0-3}\,. \tag{6}$$

Обычно $p<<0.05$. Поэтому, $d_0p<<1$ и $P_{02}>>P_1>>P_3$, и вероятностью P_3 можно пренебречь. Вероятность правильного декодирования символа кода при m совпадающих проверках в системе (1)

$$P(m) = C_d^m P_{02}^m P_1^{d-m}. \quad (7)$$

Отсюда следует, что чем больше m, тем больше вероятность правильного декодирования символа кода и $P(m)$ есть монотонно возрастающая функция от m. Коррекцию ошибок начинают с символа кода, у которого достоверность имеет наименьшую величину или наибольшее число совпадающих проверок m.

Затем все проверки пересчитывают, определяют новые достоверности корректируемых символов и корректируют символ с наименьшей достоверностью и т. д., до тех пор, пока либо все ошибки не будут исправлены, либо число итераций мажоритарного декодирования не превысит предельного значения. Предельное число итераций мажоритарного декодирования устанавливают исходя из максимально возможного числа корректируемых ошибок за пределами половины минимального кодового расстояния кода, что сокращает число операций декодирования.

3. Пример декодирования

Рассмотрим итеративное мажоритарное декодирование двоичного циклического помехоустойчивого кода Боуза-Чоудхури-Хоквинхема (15,7,5) (БЧХ-кода) с блоковой длиной $n=15$, информационной длиной $k=7$, минимальным кодовым расстоянием $d=5$. Порождающий многочлен кода $g(x)=(x^4+x+1)\cdot(x^4+x^3+x^2+x+1)$. Код гарантированно исправляет все двойные ошибки. Код также исправляет некоторую часть тройных ошибок, т. е. за пределами половины минимального кодового расстояния. Предельное число итераций мажоритарного декодирования кода будет не более 3. В каждой итерации итеративного мажоритарного декодирования корректируют одну ошибку. Мажоритарные проверки кода

$$\begin{aligned} a_0^* &= a_1 + a_3 + a_7 \\ a_0^* &= a_2 + a_6 + a_{14} \\ a_0^* &= a_4 + a_{12} + a_{13} \\ a_0^* &= a_8 + a_9 + a_{11} \\ a_0^* &= a_0 \end{aligned} \quad (8)$$

Вес проверок $d_0=3$, за исключением последней тривиальной проверки, вес которой равен 1. Максимальный вес проверок в 5 раз меньше длины кода, поэтому проверки считаются низкоплотными.

Пусть передавалось кодовое слово 011110010110101, а принято кодовое слово 011010011110111 с 3-мя ошибками на 1, 6 и 11 месте, считая с конца кода.

Система проверок символа a_0 дает 3 проверки, равные 0, и 2 проверки, равные 1. Принимается значение символа $a_0=0$. Это будет ошибочным решением относительно a_0, что приведет к размножению ошибок и неправильному декодированию кода. В настоящем способе достоверность символа a_0 равна 3 и решение не принимается из-за низкой достоверности символа.

Для следующего символа a_1 проверки

$$\begin{aligned} a_1^* &= a_2 + a_4 + a_8 \\ a_1^* &= a_3 + a_7 + a_0 \\ a_1^* &= a_5 + a_{13} + a_{14} \\ a_1^* &= a_9 + a_{10} + a_{12} \\ a_1^* &= a_1 \end{aligned} \quad (9)$$

Система проверок символа a_1 дает 4 проверки, равные 0. И только 1 последняя проверка будет равна 1, т. е. достоверность символа a_1 будет минимальной, равной 4, и при мажоритарном декодировании принимают $a_1=0$.

Далее для $a_1=0$ заново пересчитывают все проверки. Проверки для символов a_0, $a_2 \ldots a_5$ дают достоверность, равную 3. Проверки для символа a_6

$$\begin{aligned} a_6^* &= a_7 + a_9 + a_{13} \\ a_6^* &= a_8 + a_{12} + a_5 \\ a_6^* &= a_{10} + a_3 + a_4 \\ a_6^* &= a_{14} + a_0 + a_2 \\ a_6^* &= a_6 \end{aligned} \qquad (10)$$

Четыре проверки дают $a_6=0$, значит, достоверность символа a_6 равна 4 и принимается решение $a_6=0$.

Далее пересчитывают все проверки с новым значением $a_6=0$. Теперь только для символа a_{11} четыре проверки дают $a_{11}=0$, достоверность символа будет равна 4 и $a_{11}=0$.

Таким образом исправлено 3 ошибки, и получено $a_1=0$, $a_6=0$, $a_{11}=0$, что соответствует правильному декодированию кода БЧХ(15,7,5) за пределами половины минимального кодового расстояния.

4. Заключение

В каждой итерации мажоритарного декодирования корректируют только один символ кода, имеющий наименьшую достоверность, что повышает вероятность правильного декодирования символа кода и увеличивает долю ошибок, корректируемых за пределами половины минимального кодового расстояния кода. Число итераций мажоритарного декодирования для декодирования за пределами половины минимального кодового расстояния определяется числом корректируемых ошибок.

Литература

1. Колесник В. Д., Мирончиков Е. Т. Декодирование циклических кодов. – М.: Связь, 1968. 251 с.
2. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. Справочник / Под ред. чл.-кор. РАН Ю.Б. Зубарева. – М.: Горячая линия. Телеком. 2004. 126 с.
3. Золотарёв В.В., Зубарев Ю.Б., Овечкин Г.В. Многопороговые декодеры и оптимизационная теория кодирования. – М.: Горячая линия. Телеком, 2012. 239 с.

References

1. Kolesnik V. D., Mironchikov E. T. Decoding cyclic codes. Moscow: Svyaz, 1968. 251 p.
2. Zolotarev V.V., Ovechkin G.V. Noise-resistant coding. Methods and algorithms. Guide / Edited by chl.-cor. RAS Y.B. Zubareva, Moscow: Hotline. Telecom. 2004. 126 p.
3. Zolotarev V.V., Zubarev Yu.B., Ovechkin G.V. Multipath decoders and optimization theory of coding. Moscow: Hotline. Telecom, 2012. 239 p.

ЦИФРОВАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ПОДАВИТЕЛЯ ШУМОВ ПРИ ПОМОЩИ ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ В СВЯЗАННЫХ СИСТЕМАХ

В. Е. Забриян, М. З. Медведев, А. А. Новиков, Ф. Р. Шишиморов

ВУНЦ ВВС «ВВА им. Профессора Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассматривается программная реализация подавителя шумов речевого сигнала на основе дискретного преобразования Фурье в связных сетях.

Ключевые слова: подавитель шумов, программная реализация, связные системы.

DIGITAL REALISATION OF A SUPPRESSOR OF NOISE BY MEANS OF DISCRETE TRANSFORMATION OF FURE TO THE CONNECTED SYSTEMS

V. E. Zabriyan, M. Z. Medvedev, A. A. Novikov, F. R. Shishimorov

MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)

Abstract. In article program realisation of a suppressor noise speech signal on the basis discrete transformation Fure to coherent networks is considered.

Keywords: suppressor of noise, program realisation, coherent systems.

1. Введение

Проблема разборчивости речи в радиоприемниках связных систем является одной из ключевых при обеспечении качественной и надежной связи. Помехи существенно ухудшают качество принимаемого сигнала в связных системах, делая его неразборчивым или искаженным, что критично как в военное, так и в мирное время. Основной причиной ухудшения разборчивости речи при воздействии непреднамеренных помех в радиоприемниках связных систем являются электромагнитные поля, возникающие из-за работы радио- и телекоммуникационных систем, промышленных и бытовых источников, метеорологических и природных факторов, источников радиации и космических источников, а также в результате воздействия источников преднамеренного излучения сигналов воздействующих непосредственно на радиоприемники связных систем в условиях реального времени. Необходимо напомнить, что качество телефонной связи характеризуется разборчивостью речи. Различают разборчивость звуков, слов. Разборчивость звуков Z определяется в процентах отношением количества правильно принятых звуков к количеству переданных. Если это необходимо, то определяется разборчивость слов W с использованием графиков пересчета. В требованиях на авиационную аппаратуру связи и ее технических данных указывается класс качества телефонной связи, который должен обеспечиваться в определенных условиях. Классы качества телефонной связи приведены в таблице 1 [1].

Таблица 1. Классы качества телефонной связи

Класс	**Характеристики класса**	***Z*, %**	***W*, %**
I	Понимание речи без малейшего напряжения внимания	более 91	более 98
II	Понимание речи без затруднений	85 – 90	94 – 97
III	Понимание речи с напряжением внимания без переспросов и повторений	78 – 84	89 – 93
IV	Понимание речи с большим напряжением внимания, переспросами и повторениями	61 – 77	70 – 88
V	Срыв связи	менее 60	менее 69

Авиационные системы связи должны обеспечивать качество телефонной связи не ниже 3-го класса (W=89…93%)\ [1].

В настоящее время, основным методом подавления помех, а соответственно и повышения разборчивости речи, в радиоприемниках связных систем является аналоговый, который применяется в различных бортовых радиостанциях, которые, применяются для ведения радиосвязи членов экипажа воздушного судна как с наземными командными пунктами, так и с другими воздушными суднами [1].

Принцип работы подавителя шума (ПШ) радиоприемника бортовой радиостанции основан на формировании оценки качества связи в условиях помех. Если в смеси полезного сигнала, шумов и импульсных помех с выхода приемника не обнаружен речевой сигнал, выход на авиагарнитуру и аппаратуру внутренней связи и коммутации (АВСК) отключаются. Если речевой сигнал с качеством не хуже чем «удовлетворительно» обнаружен, сигнал приемника подается на выходы авиагарнитуры и АВСК.

При динамическом изменении качества связи в районе оценки «удовлетворительно» из-за изменения помеховой обстановки возможно случайное срабатывание ПШ, что может привести к потере отдельных звуков или слогов в принимаемом речевом сигнале. Такая работа легко замечается оператором, но не приводит к потере связи. В случае приема сигнала с низким качеством, ПШ следует отключить и продолжить сеанс связи, поскольку возможность человеческого уха при работе в шумах выше, чем возможности ПШ.

Аналоговое подавление шумов заключается в использовании:

1) Полосовых фильтров, которые используются для фильтрации частотных составляющих и шумов вне спектра полезного сигнала. Включают в себя резонансные и полосовые фильтры настроенные рабочие частоты.

2) Автоматического регулирования усиления, позволяющего поддерживать постоянный уровень выходного сигнала, автоматически уменьшая усиления при сильных помехах и увеличивая при слабых сигналах. В классической аналоговой реализации используется цепь с диодами, тиристорами или транзисторами, управляющая усилением.

3) Демпферов и гасителей импульсов, используемых для подавления импульсных и внезапных помех. Встроены в цепи входного каскада.

4) Использование цепей балансировки и симметрии, предназначенных для устранения паразитных шумов и эффектов паразитных волн.

Связные системы, реализующие данные методы относительно просты в реализации и имеют достаточно высокое быстродействие, однако они имеют свои ограничения: недостаточную точность настройки, сложность адаптации к изменяющимся условиям и низкую эффективность в помеховых средах.

С развитием цифровых технологий появилась возможность перейти к цифровому подавлению шумов в радиоприемниках систем связи. В цифровых системах сигнал преобразуется из аналоговой формы в цифровую с помощью аналого-цифрового преобразователя, далее обработка сигнала осуществляется с помощью программных алгоритмов, что дает ряд преимуществ [1]:

1) Высокая точность - параметры фильтров и алгоритмов возможно легко изменять в режиме реального времени.

2) Более сложные алгоритмы обработки - например, адаптивные фильтры методы машинного обучения, которые невозможно реализовать в аналоговых системах.

3) Автоматическая адаптация к условиям окружающей среды - системы могут автоматически подстраиваться под уровень и тип помех.

4) Простота обновления и модернизации - можно просто обновить программное

обеспечение без замены аппаратных компонентов.

Опыт проведения СВО показал, что повышение качества работы связных систем имеет существенное значение для достижения максимальной эффективности и высокой оперативности управления войсками, организации тесного взаимодействия разнородных по цели, месту сил и средств [2].

Это подтверждает актуальность и необходимость дальнейшего совершенствования систем подавления шумов бортовых приемников современных авиационных систем связи. В целях повышения эффективности и реализации цифрового метода подавления шумов речевого сигнала в бортовых радиоприемниках авиационных систем связи предложена программная реализация шумоподовителя с помощью дискретного преобразования Фурье [3, 4].

2. Программаная реализация подавителя шумов речевого сигнала

Фильтрация шума с помощью дискретного преобразования Фурье

В данном разделе рассмотрено применение дискретного преобразования Фурье для фильтрации шума из речевого сигнала (аудиосигнала). Сгенерирован речевой синусоидальный сигнал (аудиосигнал) с частотой 400 Гц, добавлен к нему шумовой сигнал с частотой 1000 Гц, а затем с помощью дискретного преобразования Фурье исключены шумовые компоненты и восстановлен исходный речевого сигнала (аудиосигнала) в среде разработки Python [3, 4].

Генерация речевого синусоидального сигнала (аудиосигнала) с частотой 400 Гц и временем ретрансляции 5 секунд в среде разработки Python:

```
def generate_sine_wave(freq, sample_rate, duration):
    x = np.linspace(0, duration, int(sample_rate*duration), endpoint=False)
    y = np.sin(2 * np.pi * freq * x)
    return x, y

sample_rate = 44100
duration = 5
frequency = 400

time, clean_signal = generate_sine_wave(frequency, sample_rate, duration)
```

На рисунке 1 приведена временная диаграмма речевого синусоидального сигнала (аудиосигнала) с частотой 400 Гц.

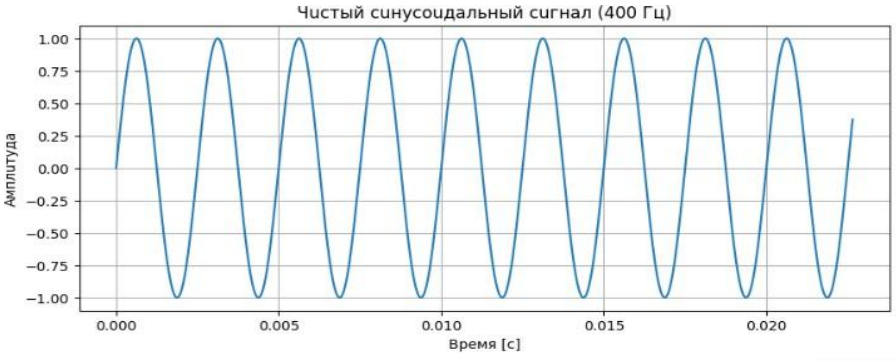


Рис. 1 Речевой синусоидальный сигнал (аудиосигнал)

Генерация шумового сигнала с частотой 1000 Гц в среде разработки Python:

```
noise_frequency = 1000
noise_amplitude = 0.5

_, noise_signal = generate_sine_wave(noise_frequency, sample_rate, duration)
noise_signal *= noise_amplitude

noisy_signal = clean_signal + noise_signal
```

На рисунке 2 приведена временная диаграмма шумового сигнала с частотой 1000 Гц.

Рис. 2 Шумовой сигнал

Применение дискретного преобразования Фурье для определения спектра звуковых сигналов.

Дискретное преобразование Фурье позволяет разложить сигнал, представленный в виде временной последовательности, на составляющие частоты. Процесс преобразования временной последовательности в частотную описывается формулой [5, 6]

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{(-2\pi i k n \frac{1}{N})}, \quad (1)$$

где: X_k – комплексное значение, соответствующее амплитуде и фазе частоты k; X_n – значение сигнала во временной точке n; N – общее количество точек сигнала (длина массива); k – номер вычисляемой частоты.

Формула (1) предполагает, что сигнал рассматривается как сумма синусоидальных волн с разными частотами и амплитудам. Каждая частотная компонента может быть извлечена, умножая исходный сигнал на соответствующую экспоненту.

Реализация функции-цикла для вычисления каждого значения X_k на основе временного сигнала X_n в среде разработки Python:

```
def fft_recursive(x):
    N = x.shape[0]
    if N <= 1:
        return x
    even = fft_recursive(x[::2])
    odd = fft_recursive(x[1::2])
    factor = np.exp(-2j * np.pi * np.arange(N // 2) / N)
    return np.concatenate([even + factor * odd, even - factor * odd])
```

Перевод сгенерированной суммы сигналов в спектр в среде разработки Python:

```
N_original = len(noisy_signal)
N_padded = 1 if N_original == 0 else 2**(N_original - 1).bit_length()

padded_signal = np.pad(noisy_signal, (0, N_padded - N_original), mode='constant')

spectrum = fft_recursive(padded_signal)
```

На рисунке 3 приведен спектр синусоидального сигнала (аудиосигнала) с частотой 400 Гц и шумового сигнала с частотой 1000 Гц.

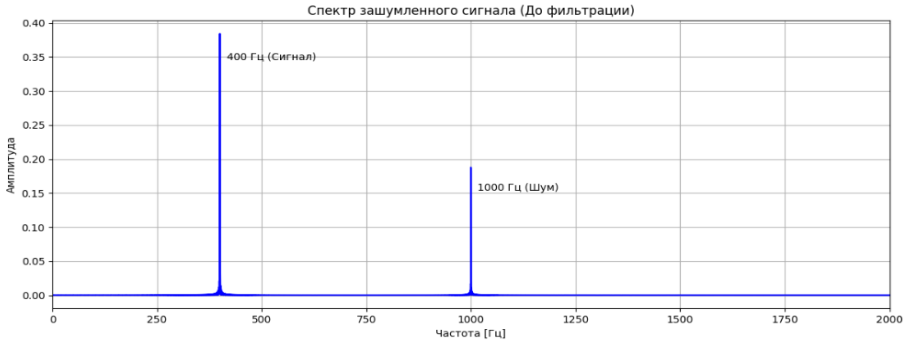


Рис. 3 Спектр синусоидального сигнала (аудиосигнала) и шумового сигнала

Реализация фильтрации шумового сигнала с частотой 1000 Гц в среде разработки Python:

```
frequencies = np.linspace(0, sample_rate, N_padded)
filtered_spectrum = spectrum.copy()

target_freq = 1000
tolerance = 50

noise_indices = np.where((frequencies > target_freq - tolerance) &
                         (frequencies < target_freq + tolerance))[0]
mirror_freq = sample_rate - target_freq
mirror_indices = np.where((frequencies > mirror_freq - tolerance) &
                          (frequencies < mirror_freq + tolerance))[0]

filtered_spectrum[noise_indices] = 0
filtered_spectrum[mirror_indices] = 0
```

На рисунке 4 приведен спектр отфильтрованного речевого синусоидального сигнала (аудиосигнала) с частотой 400 Гц.

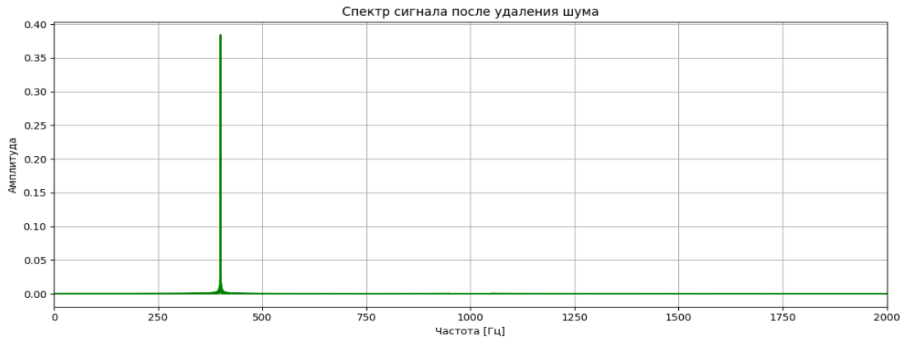


Рис. 4 Спектр отфильтрованного речевого синусоидального сигнала (аудиосигнала)

Обратное преобразование Фурье и восстановление сигнала.

Для выполнения обратного преобразования Фурье, использована обратная формула дискретного преобразования Фурье, которая вычисляется следующим образом:

$$x_n = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{(2\pi i k n \frac{1}{N})}, \quad (2)$$

где: x_n – значение сигнала во временной точке n после обратного преобразования; X_k – комплексное значение спектра на частоте k; N – общее количество точек сигнала (длина массива); k – номер частотного компонента.

Реализация функции преобразования отфильтрованного спектра речевого синусоидального сигнала (аудиосигнала) с частотой 400 Гц во временную область в среде разработки Python:

```
def ifft_recursive(X):
    N = X.shape[0]
    if N <= 1:
        return X
    even = ifft_recursive(X[::2])
    odd = ifft_recursive(X[1::2])
    factor = np.exp(2j * np.pi * np.arange(N // 2) / N)
    return np.concatenate([even + factor * odd, even - factor * odd])
raw_restored = ifft_recursive(filtered_spectrum)

restored_signal_padded = raw_restored / N_padded

restored_signal = np.real(restored_signal_padded)

restored_signal = restored_signal[:N_original]
```

На рисунке 5 приведены временные диаграммы шумового сигнала с частотой 1000 Гц и отфильтрованного речевого синусоидального сигнала (аудиосигнала) с частотой 400 Гц.

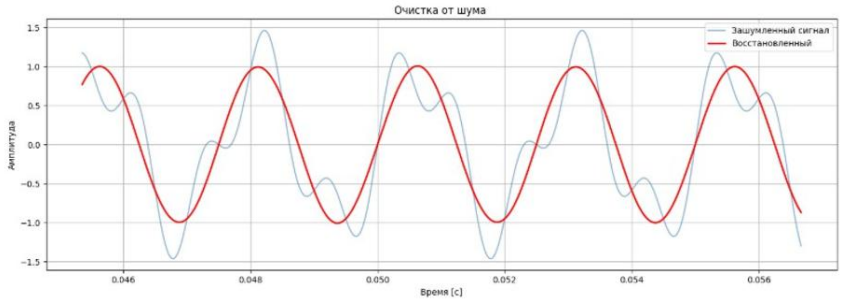


Рис. 5 Шумовой сигнала и отфильтрованный речевой сигнал (аудиосигнал)

На рисунке 6 приведены временные диаграммы оригинального и отфильтрованного речевого синусоидального сигнала (аудиосигнала) с частотой 400 Гц.

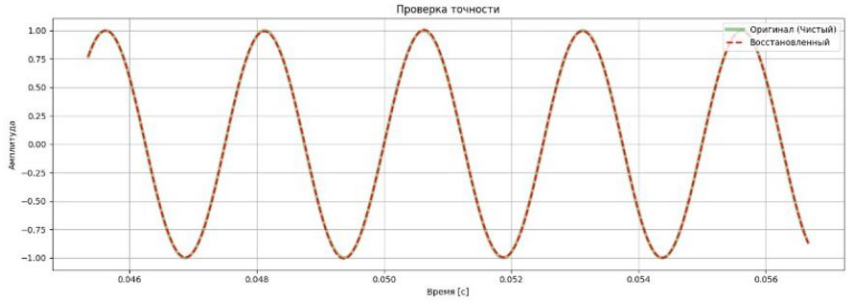


Рис. 6 Оригинальный и отфильтрованный речевой сигнал (аудиосигнал)

3. Заключение

Использование различных методов и схем цифровой реализации позволяет значительно повысить характеристики цифрового метода подавления шумов речевого сигнала в бортовых радиоприемниках авиационных систем связи. То есть, программная реализация шумоподовителя с помощью дискретного преобразования Фурье представляет собой важный аспект современных цифровых решений совершенствования систем подавления шумов бортовых приемников современных авиационных систем связи, что позволяет повысить качество телефонной связи за счет повышения разборчивости речи, что, в свою очередь, направлено на обеспечение определенных требований к авиационной аппаратуре связи и ее техническим характеристикам класса качества телефонной связи, который должен обеспечиваться в современных условиях.

Применение программных подходов к организации шумоподовителей с помощью дискретного преобразования Фурье возможно применять в области использования методов машинного обучения, особенно актуально для повышения надежности и устойчивости систем связи в условиях сложной помеховой обстановки. Алгоритмы предсказания на базе временных рядов, используя исторические данные о наличии полезного и помехового сигналов, при этом нейронные сети могут предсказывать будущие изменения помеховых составляющих во временной области и корректировать работу фильтра полезного речевого сигнала (аудиосигнала).

Литература

1. Гаврюшин В.Н., Савин Д.И., Пуговкин А.Н. Авиационные системы связи: Учебник. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2025, 445 с.
2. Нестечук А.Н., Крупский К.А., Столяров И.О. Методический подход к моделированию и оцениванию эффективности совместного применения космических навигационных систем в интересах обеспечения группировки войск (сил) // Военная Мысль. 2024. № 1. С. 77 – 85.
3. Лоссов К.И. Ряды Фурье: учебное пособие. М: МИИГАиК, 2014. 41 с.
4. Харди Годфри Гарольд, Рогозинский Вернер Вольфганг Ряды Фурье. Либриком, 2009. 152 с.
5. Коглиати Джош Python для непрграммистов. Самоучитель в примерах. М: издательство АСТ, 2025. 93 с.
6. Павлов Е.И. Знакомьтесь, Python. Секреты профессии. М: издательство АСТ, 2023. 450 с.

References

1. Gavrjushin V.N, Savin D.I., Pugovkin A.N. Aviation of a communication system: the Textbook. Voronezh: VUNC the Air Forces «VVA», 2025, 445 with.
2. Nestechuk A.N., Krupskij K.A., Stoliarov I.O. Methodical's Joiners the approach to modelling and estimation of efficiency of joint application of space navigating systems in interests of maintenance of grouping of armies (forces)//Military Thought. 2024. № 1. With. 77 - 85.
3. Lossov K.I. Number of Fure: the manual. M: MIIGAiK, 2014. 41 with.
4. Hard Godfri Harold, Rogozinsky Verner Wolfgang Rjady Fure. Libricom, 2009. 152 with.
5. Kogliati Dzhosh Python for notprogramist. The self-instruction manual in examples. M: nuclear heating plant publishing house, 2025. 93 with.
6. Pavels E.I. Python. Trade secrets. M: publishing house, 2023. 450 with.

ОПТИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ С АВТОНОМНЫМ ТРАНСПОРТНЫМ СРЕДСТВОМ ПРИ ЕГО ДВИЖЕНИИ ПО ЗАДАННОМУ МАРШРУТУ

В. К. Клочко, Ю. Н. Паршин, П. В. Бабаян

Рязанский государственный радиотехнический университет (РГРТУ), Рязань, РФ

Аннотация. Предложена структурная схема системы оптической связи с автономным транспортным средством (АТС) при его движении по заданному маршруту вдоль волоконно-оптической линии.Система связи содержит волоконно-оптическую линию с установленными на ней оптическими модулями, закрепленную на АТС видеокамеру и трехосный карданный подвес, совместная работа которых обеспечивает ориентацию оптического модуля АТС в направлении оптических модулей волоконно-оптической линии. Предложена модификация системы, обеспечивающая непрерывность связи с АТС.

Ключевые слова: оптическая связь; автономное транспортное средство; волоконно-оптическая линия; видеокамера; карданный подвес.

OPTICAL COMMUNICATION WITH AN AUTONOMOUS VEHICLE WHILE MOVING ALONG A SPECIFIED ROUTEWIRELESS

V. K. Klochko, Y. N. Parshin, P. V. Babayan

Ryazan State Radio Engineering University (RSREU), Ryazan, Russian Federation

Abstract. A structural diagram of an optical communication system with an autonomous vehicle (AV) while moving along a specified route along a fiber-optic line is proposed. The communication system includes a fiber-optic line with optical modules installed on it, a video camera mounted on the AV, and a three-axis gimbal, the combined operation of which ensures the orientation of the AV's optical module toward the optical modules of the fiber-optic line. A modification of the system is proposed to ensure communication continuity with the AV.

Keywords: optical communication; autonomous vehicle; fiber-optic line; video camera; gimbal.

1. Введение

При построении современных систем транспортных перевозок большую роль играет беспроводная связь с роботизированным наземным или воздушным автономным транспортным средством (АТС). Известны спутниковые системы связи с АТС, например [1], основанные на передаче и приеме сигналов сотовой связи через спутник. Одновременно со связью осуществляется управление АТС с использованием спутниковой системы навигации, что позволяет осуществлять коррекцию траектории движения АТС по заданному маршруту.

Современное управление движением АТС предусматривает отсутствие спутниковой связи с ним и автономную навигацию, например, на основе корреляционно-экстремальных систем [2]. Однако корреляционно-экстремальные системы требуют наличия эталонных изображений местности и не обеспечивают непрерывной связи с АТС.

Поиск альтернативных решений приводит к необходимости использования независимого канала связи с АТС при его движении по маршруту и обеспечения автономной навигации с использованием этой же линии связи. Последнее время

большой интерес вызывают системы связи на основе волоконно-оптической линии [3, 4]. Волоконно-оптическая линия связи прокладывается по маршруту предполагаемого движения АТС, а атмосферная оптическая связь реализуется с использованием оптического излучения инфракрасного диапазона длин волн. Для обеспечения заданного уровня мощности оптического сигнала вдоль оптической линии связи на определенном расстоянии располагаются оптические модули с излучателями. Модулированное оптическое излучение передается на оптический приемник движущегося АТС, и там декодируется. Полученная информация используется для управления движением АТС. Для надежной связи и управления АТС требуется, чтобы оптический модуль АТС в процессе движения был ориентирован на излучатели оптического сигнала.

Цель работы – разработка структурной схемы системы оптической связи с АТС при его движении по заданному маршруту вдоль волоконно-оптической линии.

2. Описание структурной схемы системы оптической связи

1. Излучатели модулированного оптического сигнала располагаются равномерно вдоль оптической линии связи на маршруте, вдоль которого осуществляется движение АТС с заданной скоростью на определенном расстоянии от линии оптической связи. На АТС устанавливается система видения инфракрасного диапазона длин волн, которая состоит из закрепленной видеокамеры и оптического модуля АТС, конструктивно совмещенного с трехосным карданным подвесом.Оптический модуль АТС осуществляет непрерывно прием и передачу модулированного оптического сигнала.

2. В каждый момент времени два соседних излучателя наблюдаются в видеокадре закрепленной видеокамеры в прямоугольной системе координат *oxyz*, где ось *ox* совпадает по направлению с вектором скорости АТС, а ось *oz* ориентирована в направлении оптической линии связи.

3. В видеокадре закрепленной видеокамеры определяются координаты изображений двух соседних излучателей.

4. По координатам изображений двух излучателей в видеокадре закрепленной видеокамеры устанавливаются орты направлений на излучатели s_1 и s_2. Выбирается орт s_1 направления на излучатель,ближайший по направлению к вектору скорости АТС. Осуществляется управление положением линии визирования оптического модуля АТС (оси oz в системе координат $oxyz$) с помощью карданного подвеса таким образом, чтобы линия визированияоптического модуля АТС совместилась с ортом s_1.

5. После того, как в закрепленной видеокамере изображение первого излучателя вышло за пределы зоны видимости, осуществляется управление карданным подвесом для совмещения линии визирования оптического модуля АТС с ортом s_2 направления на второй излучатель. При этом повторяются операции п. 4 управления положением линии визирования оптического модуля АТС. Когда в видеокадре закрепленной видеокамеры появляется изображение третьего излучателя, определяется орт s_3 направления на этот излучатель.

7. Повторяются операции п. 5 для ориентации оптического модуля АТС в направлении s_3 на третий излучатель. И т.д.

Структурная схема системы оптической связи показана на рис.1.

Система оптической связи обеспечивает прием АТС информации от пункта управления и передачу информации от АТС на пункт управления с помощью модулированного оптического излучения через волоконно-оптическую линию. АТС движется вдоль волоконно-оптической линии. Закрепленная видеокамера 1 принимает оптическое излучение от двух соседних излучателей волоконно-оптической линии. В блоке 2 формируется изображение участка волоконно-оптической линии. В блоке 3

определяются координаты излучателей в системе координат неподвижной видеокамеры и вектор направления на ближайший излучатель. Координаты направляющего вектора поступают на блок управления карданным подвесом 4. Управляющие сигналы блока 4 воздействуют на положение карданного подвеса 5 в направлении указанного вектора. Карданный подвес ориентирует оптический модуль АТС 6 в направлении излучателя, обеспечивающего наилучшие условия приема. С оптического модуля АТС сигнал поступает на приемник 9 и с него на блок демодуляции 8, извлекающий целевую информацию для АТС. Эта информация передается на блок управления движением АТС 7. Информация об изменении вектора скорости движения АТС обратно передается от блока 7 на блок модуляции 8 и с него на передатчик 9, и далее на оптический модуль АТС 6 и через него на оптическую линию связи к пункту управления.

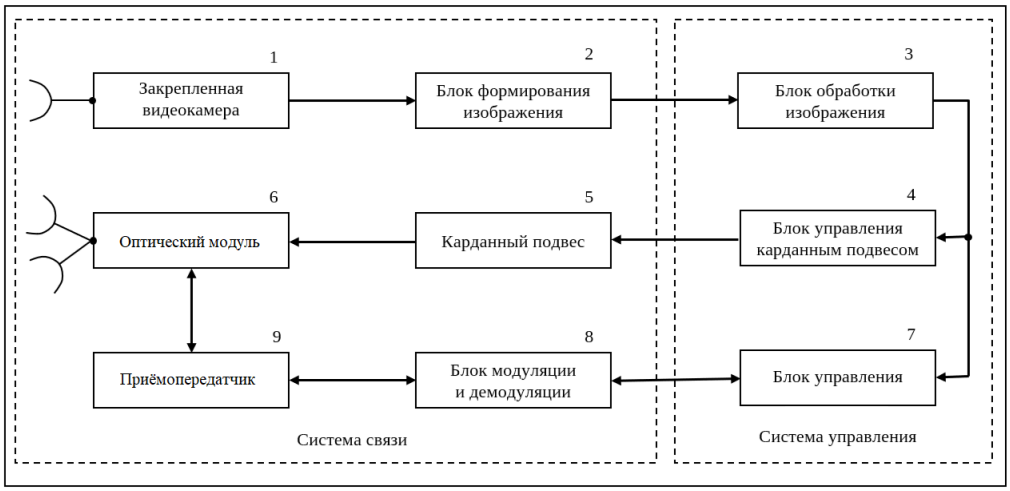


Рис. 1.Структурная схема системы оптической связи

1 – закрепленная видеокамера;
2 – блок формирования изображения;
3 – блок обработки изображения;
4 – блок управления карданным подвесом;
5 – трехосный карданный подвес;
6 – оптический модуль АТС;
7 – блок управления движением АТС;
8 – блок модуляции и демодуляции;
9 – приёмопередатчик;

3. Модификация структурной схемы системы оптической связи

Наличие одного оптического модуля АТС приводит к прерыванию связи на время переключения его линии визирования с одного излучателя на другой. Для непрерывности связи предлагается вместо одного оптического модуля АТС использовать два оптических модуля АТС, линии визирования которых меняют свои направления поочередно.

Пусть АТС движется вдоль оптической линии связи на расстоянии d от нее со скоростью v. Вектор скорости АТС в случае движения строго вдоль маршрута совпадает с продольной осью АТС. Излучатели расположены вдоль оптической линии связи на расстоянии b друг от друга. Отслеживание линиями визирования оптических модулей АТС положений оптических модулей волоконно-оптической линии происходит в одной

плоскости. Изначально линии визирования образуют равнобедренный треугольник, вершина которого опирается на АТС, а стороны – на два соседних излучателя, расположенных по краям основания треугольника длиной b.Периодически с периодом$T = b/v$линии визирования оптических модулей АТС меняются местами и вновь образуют равнобедренный треугольник. При поочередном движении линий визирования происходит передача обслуживания излучателей волоконно-оптической линии соответствующим оптическим модулям движущегося АТС. Угловая скорость движения линий визирования равна $\omega_\alpha = \alpha / T$,где $\alpha = 2arctg[b/(2h)]$. Таким образом, сигналы принимаются оптическими модулями АТС непрерывно, чем обеспечивается непрерывность связи.

4. Заключение

Предлагаемая система оптической связи предназначена для работы АТС в условиях, когда спутниковая система связи не гарантирует надежной работы. Для повышения надежности связи с АТС, а такжеуправлениящелесообразно использовать волоконно-оптическую линию, проложенную вдоль предполагаемого маршрута АТС. Связь осуществляется посредством излучателей модулированного оптического сигнала.

Представлена структурная схема системы оптической связи с АТС, которая отличаются наличием закрепленной видеокамеры и трехосного карданного подвеса, совместная работа которых обеспечивает ориентацию оптического модуля АТС в направлении излучателей оптической линии связи. Предложена модификация структурной схемы системы оптической связи, основанная на применении двух подвижных оптических модулей АТС, поочередно меняющих направления линий визирования, что обеспечивает непрерывность связи.

Структурная схема системы оптической связи может найти применение в системах управления движением АТС вдоль заданного маршрута в задачах логистики, мониторинга и систем безопасности.

5. Благодарности

Работа выполнена при поддержке гранта фонда НТИ "Нить" 70-2024-001350 от 11.11.2024 в ФГБОУ ВО "Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина".

Литература

1. Патент RU 155323 U1 Система управления беспилотным летательным аппаратом. Полезная модель к патенту. Опубл. 27.09.2015. Бюл. № 27.
2. Патент RU 2767477C1. Способ навигации беспилотных летательных аппаратов. Опубл. 17.03.2022. Бюл. № 8.
3. Конышева В.А., Наний О.Е., Новиков А.Г., Трещиков В.Н., Убайдуллаев Р.Р. Принципы проектирования современных волоконно-опотических линий связи // Квантовая электроника. 2019. № 12. С. 1149 – 1153.
4. Андреев В.А., Бурдин А.В., Бурдин В.А. Построение бортовых информационных сетей с использованием волоконно-оптических кабелей // Радиопромышленность. 2020. № 4. С. 8 – 13. Библиографическая ссылка. ГОСТ Р 7.05 – 2008, Москва, 2008. – 22 с.
5. Бабаян П.В., Кожина Е.С. Автоматическое выделение и обнаружение движущихся объектов с использованием видеокамеры с изменяющимся полем зрения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. Рязань. 2023. №. 83. С. 84 – 94.

REFERENCES

1. Patent RU 155323 U1, Unmanned Aerial Vehicle Control System. Utility model patent. Publ. 27.09.2015, Bull. No. 27.
2. Patent RU 2767477 C1, Method for Navigation of Unmanned Aerial Vehicles. Publ. 17.03.2022, Bull. No. 8.
3. Konysheva V.A., Naniy O.E., Novikov A.G., Treshchikov V.N., Ubaidullaev R.R. Design Principles of Modern Fiber-Optic Communication Lines. Quantum Electronics, 2019, no. 12, pp. 1149 – 1153.
4. Andreev V.A., Burdin A.V., Burdin V.A. Development of Onboard Information Networks Using Fiber-Optic Cables. Radio Industry, 2020, no. 4, pp. 8 – 13.
5. Babayan P.V., Kozhina E.S. Automatic Detection and Tracking of Moving Objects Using a Video Camera with a Variable Field of View. Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University, Ryazan, 2023, no. 83, pp. 84 – 94.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ПЕРВИЧНОГО КОДИРОВАНИЯ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ХУРГИНА – ЯКОВЛЕВА

В. Т. Дмитриев[1], Ву Хоанг Шон[1]

[1]Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина (РГРТУ), г. Рязань, Россия

Аннотация. Представлены результаты экспериментального исследования алгоритмов первичного кодирования речевых сигналов на основе представления Хургина – Яковлева с многоэтапным разложением. Тестирование проводилось на корпусе из 100 речевых записей при частоте дискретизации 8 кГц для девяти конфигураций (K = 2, 3, 4; P = 1, 2, 3) совместно с кодеками MMBE (1,2 кбит/с), G.723.1 (6,3 кбит/с) и G.726 (24 кбит/с). Качество восстановленной речи оценивалось по метрике ViSQOL в условиях идеального канала и при вероятности битовых ошибок 0,1…5 %. Во всех рассмотренных случаях предложенный метод превосходит классическую систему на основе теоремы В.А. Котельникова: при идеальном канале выигрыш достигает 1,06 балла MOS, а при вероятности ошибок 5 % — 2,20 балла для кодека G.723.1 при K = 4, P = 3. Выигрыш обеспечивается без увеличения скорости передачи.

Ключевые слова: представление Хургина – Яковлева; первичное кодирование речи; помехоустойчивость; многоэтапное разложение; ViSQOL.

EXPERIMENTAL EVALUATION OF PRIMARY SPEECH CODING ALGORITHMS BASED ON THE KHURGIN – YAKOVLEV REPRESENTATION

V. T. Dmitriev[1], Vu Hoang Son[1]

[1]Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Ryazan, Russia

Abstract. The paper presents experimental results on the effectiveness of speech primary coding algorithms based on the Khurgin – Yakovlev representation with multi-stage decomposition. Testing used 100 speech recordings at 8 kHz for nine configurations (K = 2, 3, 4; P = 1, 2, 3) combined with MMBE (1,2 kbps), G.723.1 (6,3 kbps), and G.726 (24 kbps) codecs. ViSQOL quality was evaluated under ideal channel conditions and with bit error rates of 0,1…5 %. The proposed method outperforms the Kotelnikov-based system in all configurations: the gain reaches 1,06 MOS under ideal conditions and 2,20 MOS for G.723.1 at K = 4, P = 3 and BER = 5 %, without increasing the transmission bit rate.

Keywords: Khurgin – Yakovlev representation; speech primary coding; noise immunity; multi-stage decomposition; ViSQOL.

1. Введение

Задача повышения качества передаваемой речи в условиях ограниченного ресурса канала связи остаётся одной из ключевых в радиотехнических системах. Классический подход к дискретизации, основанный на теореме В.А. Котельникова, требует выборки с частотой не менее $2F$, где F — верхняя граница спектра сигнала, и не учитывает нестационарность речи и неравномерность её информативности [1, 2]. При низких скоростях передачи кодеки вынуждены выполнять агрессивное сжатие, особенно

разрушительное для переходных участков речевого сигнала — согласных и формантных переходов, несущих основную фонетическую нагрузку [3].

Альтернативный математический инструментарий — обобщённое представление Хургина – Яковлева — позволяет осуществлять дискретизацию с шагом KT вместо T, используя совместно отсчёты самого сигнала и его производных 1-го, …, $(K-1)$-го порядков [4]. Ключевое достоинство данного подхода двояко: во-первых, K-кратное снижение частоты дискретизации в каждом канале напрямую сокращает объём передаваемых амплитудных отсчётов; во-вторых, фазовые характеристики синтезирующих фильтров, обусловленные использованием производных, создают условия для некогерентного сложения шумовых составляющих на выходе суммирующего устройства приёмника, что теоретически обеспечивает выигрыш в отношении сигнал/шум [5, 6].

Несмотря на весомые теоретические предпосылки, практическая эффективность представления Хургина – Яковлева при совместной работе с реальными первичными кодеками и в условиях реального канала с битовыми ошибками в полном объёме не была подтверждена экспериментально. В настоящей работе представлены результаты сравнительного экспериментального исследования качества восстановленной речи по перцептуальной метрике ViSQOL (Virtual Speech Quality Objective Listener) для девяти конфигураций предложенной системы в сопоставлении с эталонной системой на основе теоремы В.А. Котельникова при трёх алгоритмах первичного кодирования.

2. Теоретические основы

Классическая теорема дискретизации В.А. Котельникова утверждает, что непрерывный сигнал $x(t)$ со спектром, сосредоточенным в полосе $[-F; F]$, однозначно определяется равномерно расположенными отсчётами $x(nT)$, взятыми с периодом $T \le 1/(2F)$:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT)\,\mathrm{sinc}\left[\pi(t-nT)/T\right]. \tag{1}$$

Обобщение данного результата, предложенное Хургиным и Яковлевым [4], устанавливает, что тот же сигнал $x(t)$ может быть точно восстановлен из отсчётов, взятых в K раз реже — с периодом KT — при условии одновременного использования отсчётов K производных порядков 0, 1, …, $K-1$:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{k!} x^{(k)}(nKT)\, h_k(t-nKT), \tag{2}$$

где $x^{(k)}(nKT)$ — значение k-й производной сигнала в момент nKT; $h_k(t)$ — синтезирующий фильтр k-го канала, импульсная переходная функция которого имеет вид:

$$h_k(t) = t^k \left[\frac{\sin(\pi t / KT)}{\pi t / KT} \right]^K. \tag{3}$$

Формула (2) является прямым обобщением классической теоремы (1): при $K = 1$ производные не используются, оба выражения совпадают. При $K \ge 2$ объём информации о сигнале на единицу времени сохраняется неизменным — сокращение числа амплитудных отсчётов в K раз компенсируется передачей $(K-1)$ дополнительных потоков: отсчётов первой, второй, …, $(K-1)$-й производных. Это принципиально отличает представление Хургина – Яковлева от метода прореживания: суммарная информационная ёмкость системы не уменьшается.

Практическая реализация формулы (2) включает следующую последовательность преобразований. На передающей стороне исходный цифровой сигнал $x(n)$,

дискретизированный с частотой Котельникова $F_K = 2F = 8$ кГц, поступает в K параллельных каналов. В канале $k = 0$ сигнал непосредственно децимируется с коэффициентом K, уменьшая частоту следования отсчётов до F_K / K. В каналах $k = 1, \ldots, K-1$ перед децимацией вычисляются производные k-го порядка $x^{(k)}(n)$. Децимированные отсчёты каждого канала кодируются выбранным кодеком. На приёмной стороне декодированные отсчёты интерполируются (↑K) и поступают на соответствующий синтезирующий фильтр Φ_k, амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики которого модифицированы с целью компенсации алиасинговых составляющих, неизбежно возникающих при K-кратной децимации; суммирование K выходных сигналов фильтров даёт восстановленный сигнал $\hat{x}(n)$.

Многоэтапное разложение ($P > 1$) реализует рекурсивное применение формулы (2): все K каналов, сформированных на предыдущем этапе, становятся входами следующего этапа, в котором каждый из них снова разлагается на K подканалов. В результате суммарное число кодируемых каналов возрастает до K^P, а интервал дискретизации каждого потока на выходе P-го этапа увеличивается в K^P раз по сравнению с исходной частотой Котельникова. Выигрыш в помехоустойчивости при этом возрастает пропорционально числу этапов, что вытекает из рекуррентного применения соотношения для одного этапа.

Теоретический выигрыш в отношении сигнал/шум по отношению к одноканальной системе составляет: при $K = 2$ —2,27 дБ; при $K = 3$ — 6,20 дБ; при $K = 4$ — 8,68 дБ (однин этап). При многоэтапном разложении выигрыш в шкале децибел масштабируется как PQ_K [дБ], где Q_K — выигрыш одного этапа [5]. Данный эффект определяется фазовыми характеристиками синтезирующих фильтров (3): фазовые сдвиги смежных ветвей составляют $\pi/2$, обеспечивая некогерентное сложение шумовых составляющих на выходе суммирующего устройства.

3. Методика экспериментального исследования

Экспериментальный тестовый корпус формировался в соответствии с требованиями ГОСТ Р 50840-95 [7] и рекомендациями ITU-T P.800 [8]: 100 речевых фраз от 10 дикторов (оба пола, возраст 20–60 лет), длительность каждой фразы 5…10 с, частота дискретизации 8 кГц, разрядность квантования 16 бит, нормировка уровня громкости. Обработка велась по непересекающимся кадрам $M = 256$ отсчётов (32 мс) в среде MATLAB R2024a с применением кодечной библиотеки «Spirit DSP».

Исследовались девять конфигураций системы: $K = 2, 3, 4$ и $P = 1, 2, 3$. В качестве базовой (эталонной) принята одноканальная система $K = 1$ (теорема В.А. Котельникова). Три кодека первичного кодирования: MMBE (1,2 кбит/с) — параметрический кодек для КВ- и спутниковых каналов; G.723.1 (6,3 кбит/с) — среднескоростной ACELP/MP-MLQ кодек систем VoIP; G.726 (24 кбит/с) — АДИКМ высокой верности.

Объективное качество восстановленной речи оценивалось по метрике ViSQOL (Virtual Speech Quality Objective Listener) [9] в шкале MOS (Mean Opinion Score, диапазон 1,0…5,0 баллов), обеспечивающей коэффициент корреляции с субъективными оценками не ниже 0,9. Выигрыш рассчитывался как $\Delta Q = Q_{ХЯ} - Q_{КОТ}$ — разность оценок ViSQOL системы на основе представления Хургина – Яковлева и эталонной системы при идентичных условиях.

Эксперимент включал два этапа. На первом этапе оценивалось базовое качество восстановления в идеальном канале ($P_{ош} = 0$). На втором этапе исследовалась помехоустойчивость: в канал связи вносились псевдослучайные битовые ошибки с вероятностью $P_{ош} = 0{,}1$; 0,5; 1,0; 2,0; 3,0 и 5,0 %, моделируемые программным

обеспечением «Vocoder». Для каждой конфигурации выполнялось не менее 500 независимых испытаний; доверительный интервал при уровне значимости $\alpha = 0{,}01$ не превышал 0,3 % по критерию Колмогорова – Смирнова.

4. Результаты экспериментального исследования

а. Выигрыш в качестве речи при идеальном канале

На первом этапе оценивалась базовая эффективность предложенного метода при передаче по каналу без ошибок. В таблице 1 приведены абсолютные значения ViSQOL и выигрыш ΔQ относительно эталонной системы для всех конфигураций и кодеков.

Из данных таблицы 1 следует, что выигрыш ΔQ принимает положительные значения во всей исследованной области параметров, что свидетельствует о стабильном превосходстве предложенного подхода над классической системой дискретизации. Наиболее значительный прирост наблюдается при совместном использовании низкоскоростного кодека MMBE с глубоким разложением: при $K = 2$, $P = 2$ достигается значение ViSQOL = 4,78 балла против 3,72 у эталона ($\Delta Q = 1{,}06$ балла). Это объясняется тем, что при скорости 1,2 кбит/с кодек вынужден применять агрессивное параметрическое сжатие, особенно разрушительное для переходных участков речевого сигнала; передача производных в рамках представления Хургина – Яковлева позволяет более точно аппроксимировать именно эти информационно насыщенные фрагменты.

Таблица 1. Значения ViSQOL (баллов по шкале MOS) и выигрыш ΔQ в условиях идеального канала

K	P	MMBE 1,2 кбит/с	G.723.1 6,3 кбит/с	G.726 24 кбит/с	ΔQ MMBE	ΔQ G.723.1	ΔQ G.726
1	—	3,72	3,92	4,21	—	—	—
2	1	4,01	4,11	4,57	0,29	0,19	0,36
2	2	4,78	4,59	4,71	1,06	0,67	0,50
2	3	4,55	4,65	4,72	0,83	0,73	0,51
3	1	4,28	4,53	4,40	0,56	0,61	0,19
3	2	4,58	4,67	4,70	0,86	0,75	0,49
3	3	4,62	4,68	4,70	0,90	0,76	0,49
4	1	4,44	4,61	4,67	0,72	0,69	0,46
4	2	4,57	4,67	4,71	0,85	0,75	0,50
4	3	4,64	4,69	4,71	0,92	0,77	0,50

Для кодека G.723.1 (6,3 кбит/с) прирост ViSQOL при переходе от одноэтапного к трёхэтапному разложению составил в среднем 0,15…0,17 балла, что указывает на синергетический эффект: увеличение числа этапов P усиливает действие механизма передачи производных при данной архитектуре кодирования. В случае G.726 (24 кбит/с) абсолютные значения ViSQOL по всем конфигурациям превышают 4,0 балла (уровень «хорошо»), а выигрыш, хотя и менее выражен по абсолютной величине, сохраняет положительный характер — факт принципиальный для приложений, требующих высокой верности воспроизведения.

Установленная закономерность роста ΔQ с увеличением K и P согласуется с теоретическими предсказаниями: увеличение K обеспечивает более полное покрытие

спектральных характеристик сигнала, а дополнительные этапы разложения P усиливают этот эффект посредством итеративного применения оператора анализа-синтеза.

б. Помехоустойчивость при наличии ошибок в канале

На втором этапе исследовалась деградация качества речи при воздействии случайных битовых ошибок, типичных для реальных радиоканалов. На рисунках 1–3 приведены зависимости выигрыша ΔQ от вероятности битовых ошибок $P_{ош}$ при $P = 1$, $P = 2$ и $P = 3$ соответственно, по трём исследованным кодекам и трём значениям числа каналов K.

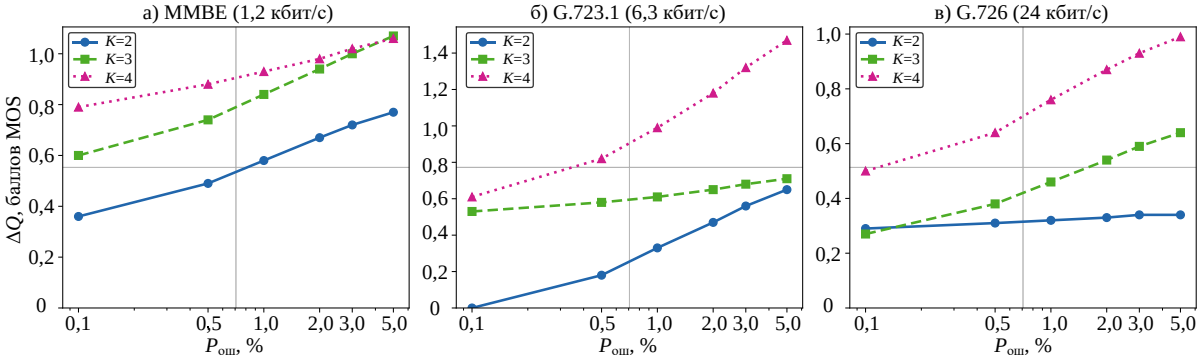


Рис. 1. Зависимость выигрыша ΔQ от вероятности ошибок $P_{ош}$ при $P = 1$

При числе этапов разложения $P = 1$ (рисунок 1) выигрыш ΔQ положителен во всём диапазоне $P_{ош}$ для всех конфигураций и кодеков, однако его величина и характер зависимости от $P_{ош}$ существенно различаются. Для кодека G.726 (24 кбит/с) зависимость выигрыша ΔQ от вероятности ошибок $P_{ош}$ практически линейна и слабо выражена: ΔQ изменяется в диапазоне 0,27…0,99 балла при переходе от $K = 2$ к $K = 4$. Это объясняется тем, что ошибка в одном бите АДИКМ вызывает локальное искажение единичного отсчёта, а механизм компенсации алиасинговых составляющих синтезирующих фильтров при $P = 1$ реализован в минимальном объёме. Для параметрического кодека G.723.1 зависимость выигрыша ΔQ от вероятности ошибок $P_{ош}$ при $K = 2$ имеет выраженный нелинейный характер: при $P_{ош} < 0{,}5\%$ ΔQ близко к нулю, что свидетельствует о пороговом характере подавления алиасинга — преимущество метода проявляется лишь при достаточном уровне помех в канале. При $K = 4$ данный эффект сглаживается и зависимость приобретает монотонно возрастающий вид.

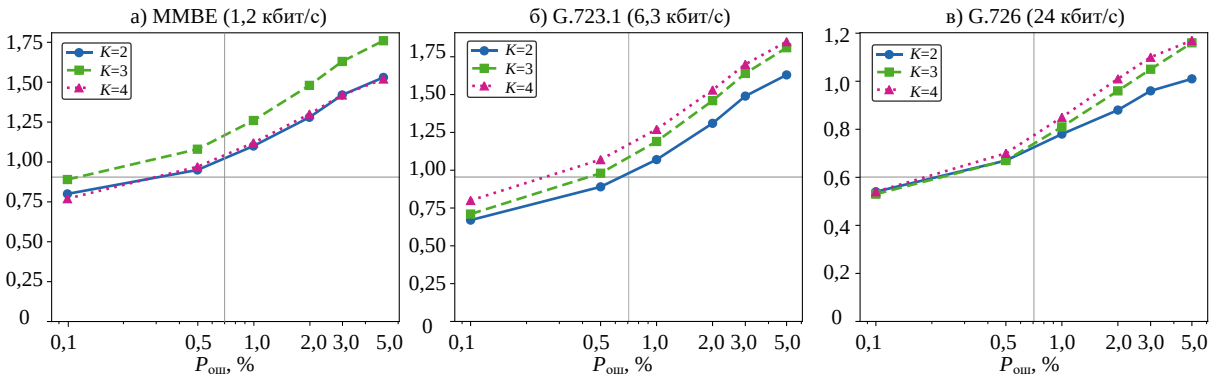


Рис. 2. Зависимость выигрыша ΔQ от вероятности ошибок $P_{ош}$ при $P = 2$

При $P = 2$ (рисунок 2) структура зависимостей выигрыша ΔQ от вероятности ошибок $P_{ош}$ качественно изменяется для всех кодеков. Во-первых, абсолютные значения ΔQ при $P_{ош} = 5$ % возрастают в 1,5…2,5 раза по сравнению с $P = 1$: для кодека MMBE — с 0,77 до 1,53 балла при $K = 2$, для G.723.1 — с 0,65 до 1,63 балла при $K = 2$. Во-вторых, зависимости выигрыша ΔQ от вероятности ошибок $P_{ош}$ для всех конфигураций приобретают выраженный монотонно возрастающий характер без участков насыщения

в исследованном диапазоне $P_{ош}$. Это свидетельствует о том, что при двух этапах разложения механизм некогерентного сложения шумовых составляющих в синтезирующих фильтрах реализуется в полную силу уже при малых значениях Рош. В-третьих, разброс кривых выигрыша ΔQ от вероятности ошибок $P_{ош}$ по K увеличивается: при $P = 2$ прирост ΔQ при переходе от $K = 2$ к $K = 4$ вдвое превышает аналогичный прирост при $P = 1$, что указывает на синергию увеличения числа каналов и числа этапов разложения.

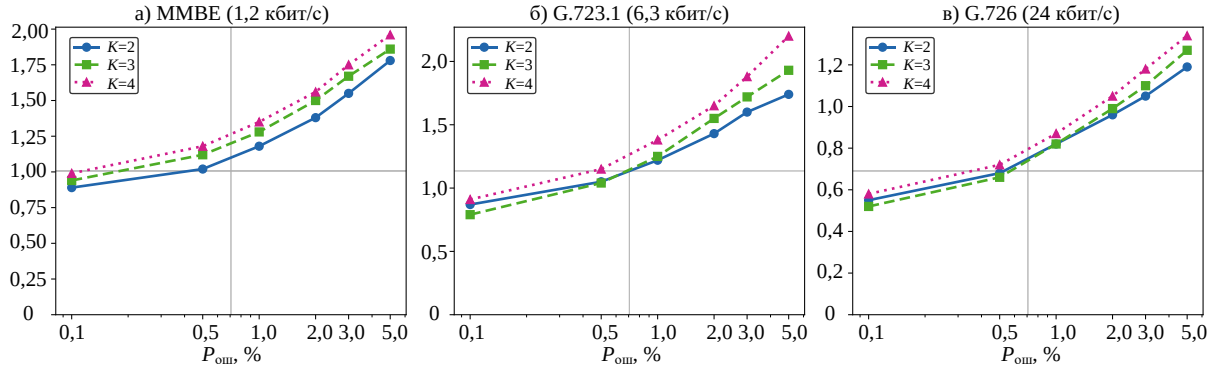


Рис. 3. Зависимость выигрыша ΔQ от вероятности ошибок $P_{ош}$ при $P = 3$

При $P = 3$ (рисунок 3) достигаются максимальные значения ΔQ в исследованном пространстве параметров. Для кодека G.723.1 при $K = 4$ и $P_{ош} = 5$ % выигрыш составляет 2,20 балла MOS, для MMBE при тех же параметрах — 1,96 балла, для G.726 — 1,34 балла. Зависимость выигрыша ΔQ от вероятности ошибок $P_{ош}$ при P = 3 приобретает ускоренно возрастающий характер в области $P_{ош} > 1$ %: наклон кривых в данном диапазоне значительно превышает наклон при малых $P_{ош}$. Данная нелинейность свидетельствует о качественном изменении режима работы механизма фазовой компенсации: при высоком уровне битовых ошибок три этапа разложения обеспечивают многократное некогерентное суммирование шумовых фазоров, реализуя предсказываемый теорией (раздел 2) выигрыш, пропорциональный P·Q_K[дБ]. При этом для кодека G.723.1 прирост ΔQ при переходе от $P_{ош} = 1$ % к $P_{ош} = 5$ % составляет 0,82 балла, тогда как для G.726 — лишь 0,47 балла, что отражает различную чувствительность параметрического и кодека с прямым квантованием к характеру и длительности артефактов при битовых ошибках.

Сравнительный анализ рисунков 1–3 позволяет сформулировать три системные закономерности. Первая: увеличение числа этапов P при фиксированном K приводит к более значительному приросту ΔQ, чем увеличение K при фиксированном P. Так, прирост ΔQ при переходе $P = 1 \rightarrow P = 3$ составляет в среднем 1,0…1,4 балла, тогда как прирост при переходе $K = 2 \rightarrow K = 4$ при $P = 3$ не превышает 0,3…0,5 балла. Вторая: монотонное возрастание ΔQ с ростом $P_{ош}$ устойчиво проявляется при $P \geq 2$ для всех конфигураций и кодеков, что означает нарастание конкурентного преимущества предложенного метода по мере ухудшения состояния канала. Третья: параметрические кодеки (MMBE, G.723.1) демонстрируют более высокую абсолютную величину ΔQ по сравнению с кодеком прямого квантования G.726, поскольку в параметрических схемах единичная битовая ошибка в параметрах LPC-фильтра или кодовой книги возбуждения искажает весь фрейм длительностью 20…30 мс, тогда как при АДИКМ погрешность локализована в одном–двух отсчётах. Именно протяжённость артефакта и обусловливает большую абсолютную выгоду от применения механизма фазовой компенсации для параметрических кодеков

5. Заключение

По результатам экспериментального исследования алгоритмов первичного кодирования речевых сигналов на основе представления Хургина – Яковлева с многоэтапным разложением установлено следующее.

1. Алгоритмы первичного кодирования речевых сигналов на основе представления Хургина – Яковлева с многоэтапным разложением обеспечивают положительный выигрыш по метрике ViSQOL во всех девяти исследованных конфигурациях (K = 2, 3, 4; P = 1, 2, 3) при трёх кодеках как в условиях идеального канала, так и при вероятности битовых ошибок до 5 %. Данный результат экспериментально подтверждает теоретически предсказываемое превосходство метода над классической схемой дискретизации по теореме В.А. Котельникова.

2. При идеальном канале максимальный выигрыш 1,06 балла MOS зафиксирован для кодека MMBE (1,2 кбит/с) при K = 2, P = 2, что переводит воспринимаемое качество речи в категорию «хорошее» по шкале ITU-T P.800.

3. В условиях битовых ошибок выигрыш ΔQ монотонно возрастает с увеличением $P_{ош}$ при $P \geq 2$ для всех конфигураций и кодеков. Абсолютный максимум — 2,20 балла MOS — достигается для кодека G.723.1 при K = 4, P = 3 и $P_{ош}$ = 5 %. Число этапов разложения P оказывает преобладающее влияние на величину ΔQ: прирост при $P = 1 \rightarrow P = 3$ существенно превышает прирост при $K = 2 \rightarrow K = 4$, что согласуется с рекуррентным масштабированием выигрыша.

4. Выигрыш достигается без увеличения суммарной скорости передачи, поскольку K-кратное сокращение числа амплитудных отсчётов компенсируется передачей (K−1) потоков производных. Это делает предложенный метод структурно совместимым с существующей инфраструктурой радиосвязи и пригодным для модернизации действующих кодечных схем.

Литература

1. Кириллов С. Н. Исследование качества передаваемой речевой информации при различном сочетании алгоритмов кодирования источника и канала связи в условиях действия помех / Кириллов С. Н., Дмитриев В. Т., Крысяев Д. Е., Попов С. С. // Вестник РГРТУ, 2008, № 1 (Выпуск 23). – С. 53-56.
2. Дмитриев В. Т. Алгоритм кодирования речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева и вейвлет-пакетного разложения в системах компьютерной телефонии / Дмитриев В. Т., Харланова Е. А. // Вестник РГРТУ, 2010, № 1 (Выпуск 31). – С. 98-101.
3. Дмитриев В. Т. Алгоритм маскирования на основе представления Хургина-Яковлева с использованием производных второго и третьего порядков / Дмитриев В. Т., Лукьянов Д. И. // Вестник РГРТУ, 2012, № 4. – С. 13-17.
4. Качество передачи речи и его оценка: учебное пособие / Илюшин М. В., Дмитриев В. Т., Басов О. О., Тарусов В. А.; под общ. ред. С. Н. Кириллова. – Орел: Академия ФСО России, 2015. – 104 с.
5. Кириллов С. Н. Асинхронное маскирование, обнаружение фальсификаций и реставрация фонограмм речевых сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева / Кириллов С. Н., Дмитриев В. Т. // Безопасность информационных технологий, 2003, № 2. – С. 26-30.
6. Дмитриев В. Т. Применение трехканальной модификации алгоритма Хургина-Яковлева в алгоритмах первичного кодирования речевых сигналов / Дмитриев В. Т., Ву Хоанг Шон // Вестник РГРТУ, 2024, № 88. – С. 3-14.

7. Андреев В. Г. Алгоритм совместной реализации первичного кодека и маскиратора речевых сигналов с возможностью защиты фонограмм от фальсификаций / Андреев В. Г., Дмитриев В. Т. // Вестник РГРТУ, 2023, № 84. – С. 66-76.
8. Дмитриев В. Т. Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи / Дмитриев В. Т., Константинова Д. С. // Вестник РГРТУ, 2016, № 56. – С. 42-47.
9. Дмитриев В. Т. Адаптивный алгоритм кодирования на основе кодека CELP и модификации алгоритма Хургина-Яковлева / Дмитриев В. Т., Лантратов С. Ю. // Вестник РГРТУ, 2024, № 88. – С. 21-30.

REFERENCES

1. Kirillov, S. N. Study of the Quality of Transmitted Speech Information with Various Combinations of Source and Channel Coding Algorithms under Interference Conditions / Kirillov S. N., Dmitriev V. T., Krysyaev D. E., Popov S. S. // Vestnik of Ryazan State Radio Engineering University, 2008, No. 1 (Issue 23). – Pp. 53-56.
2. Dmitriev, V. T. Speech Signal Coding Algorithm Based on Khurgin-Yakovlev Representation and Wavelet Packet Decomposition in Computer Telephony Systems / Dmitriev V. T., Kharlanova E. A. // Vestnik of Ryazan State Radio Engineering University, 2010, No. 1 (Issue 31). – Pp. 98-101.
3. Dmitriev, V. T. Masking Algorithm Based on Khurgin-Yakovlev Representation Using Second- and Third-Order Derivatives / Dmitriev V. T., Lukyanov D. I. // Vestnik of Ryazan State Radio Engineering University, 2012, No. 4. – Pp. 13-17.
4. Speech Transmission Quality and Its Assessment: Textbook / Ilyushin M. V., Dmitriev V. T., Basov O. O., Tarusov V. A.; ed. by Kirillov S. N. – Orel: Academy of the FSO of Russia, 2015. – 104 p.
5. Kirillov, S. N. Asynchronous Masking, Detection of Falsifications, and Restoration of Speech Signal Phonograms Based on the Khurgin-Yakovlev Algorithm / Kirillov S. N., Dmitriev V. T. // Information Technology Security, 2003, No. 2. – Pp. 26-30.
6. Dmitriev, V. T. Application of the Three-Channel Modification of the Khurgin-Yakovlev Algorithm in Primary Speech Signal Coding Algorithms / Dmitriev V. T., Vu Hoang Son // Vestnik of Ryazan State Radio Engineering University, 2024, No. 88. – Pp. 3-14.
7. Andreev, V. G. Algorithm for Joint Implementation of Primary Codec and Speech Signal Masker with the Ability to Protect Phonograms from Falsification / Andreev V. G., Dmitriev V. T. // Vestnik of Ryazan State Radio Engineering University, 2023, No. 84. – Pp. 66-76.
8. Dmitriev, V. T. Algorithm for Comprehensive Assessment of Speech Quality in a Communication Channel / Dmitriev V. T., Konstantinova D. S. // Vestnik of Ryazan State Radio Engineering University, 2016, No. 56. – Pp. 42-47.
9. Dmitriev, V. T. Adaptive Coding Algorithm Based on CELP Codec and Modification of the Khurgin-Yakovlev Algorithm / Dmitriev V. T., Lantratov S. Yu. // Vestnik of Ryazan State Radio Engineering University, 2024, No. 88. – Pp. 21-30.

ДИНАМИЧЕСКОЕ СЛИЯНИЕ РАЗНОРОДНЫХ СЕНСОРНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ С БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

В.Т. Дмитриев, Е.С. Черентаева, М.А. Черентаев

Рязанский Государственный Радиотехнический Университет им. В.Ф. Уткина (РГРТУ им. В.Ф. Уткина), Рязань, Росская Федерация

Аннотация. В работе рассматривается проблема автоматического обнаружения объектов с беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в условиях высокой изменчивости освещения и погоды, что требует совместного использования данных оптического и инфракрасного диапазонов. Показано, что традиционные методы слияния, предполагающие статический вклад каналов, неэффективны из-за различающейся информативности спектральных данных в разных условиях. Цель работы — анализ и классификация современных методов динамического (адаптивного) слияния спектральных каналов, которые оценивают значимость каждого канала в текущем контексте. Представлена структура системы динамического слияния, включающая этапы коррекции пространственного рассогласования, извлечения признаков, оценки значимости и взвешенной интеграции. Выделены четыре основных класса методов адаптации. Проведён сравнительный анализ рассмотренных методов по критериям точности, устойчивости к рассогласованию каналов, адаптации к освещённости и вычислительной эффективности. Показаны основные тенденции развития области: эволюция к гибридным архитектурам, учёт пространственного рассогласования как критический фактор для реальных условий и внедрение сквозного обучения. Сделан вывод о перспективности создания комплексных методов, сочетающих оценку неопределённости, коррекцию смещений и современные эффективные архитектуры при балансе точности и вычислительных затрат для применения на борту БПЛА.

Ключевые слова: телевизионные системы, компьютерное зрение, CV, искусственный интеллект, детекторы объектов, машинное обучение

DYNAMIC FUSION OF HETEROGENEOUS SENSOR DATA FOR OBJECT DETECTION FROM UNMANNED AERIAL VEHICLES

V.T. Dmitriev, E.S. Cherentaeva, M.A. Cherentaev

Ryazan State Radio Engineering University named by V.F. Utkin (RSREU named by V.F. Utkin), Ryazan, Russian Federation

Abstract. The article discusses the problem of automatic object detection from unmanned aerial vehicles (UAVs) in conditions of high variability of lighting and weather, which requires the joint use of optical and infrared data. It is shown that traditional fusion methods that assume a static contribution of channels are ineffective due to the varying informativeness of spectral data in different conditions. The goal of this work is to analyze and classify modern methods of dynamic (adaptive) spectral channel fusion, which evaluate the significance of each channel in the current context. The structure of the dynamic fusion system is presented, including the stages of spatial misalignment correction, feature extraction, significance estimation, and weighted integration. Four main classes of adaptation methods are identified. A comparative analysis of the considered methods is conducted based on the criteria of accuracy, resistance to channel misalignment, adaptation to illumination, and computational efficiency.

Keywords: television systems, computer vision, CV, artificial intelligence, object detectors, machine learning.

1. Введение

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) в последнее десятилетие стали неотъемлемым инструментом решения широкого круга задач: от мониторинга инфраструктуры и сельскохозяйственных угодий до поисково-спасательных операций и многих других. Ключевой функцией, обеспечивающей автономность и эффективность применения БПЛА, является автоматическое обнаружение объектов (транспортных средств, людей, строений) на получаемых изображениях. Однако практическая реализация этой функции сталкивается с серьёзными трудностями, обусловленными спецификой съёмки с БПЛА: малый угловой размер объектов, изменчивость ракурсов, наличие перекрытий и, что наиболее важно, высокая вариативность условий освещения и погоды.

Традиционные подходы к обнаружению объектов, опирающиеся исключительно на изображения в оптическом спектре, показывают высокую эффективность лишь в условиях хорошей освещённости. В сумерках, ночью, при тумане или дыме их результативность катастрофически падает. Частичным решением является использование тепловизионных камер, которые фиксируют тепловое излучение объектов и сохраняют работоспособность в отсутствие света. Однако тепловизионные изображения обладают собственной спецификой: низкой текстурной насыщенностью, размытостью границ, зависимостью от температурного контраста объекта и фона. Очевидно, что оптический и инфракрасный каналы несут взаимодополняющую информацию, и их совместное использование способно обеспечить более надёжное обнаружение в широком диапазоне условий.

Наиболее простые методы слияния данных, такие как ранняя конкатенация каналов или усреднение признаков, предполагают, что вклад каждого спектра одинаков для всей сцены и всех моментов времени. Это допущение не соответствует реальности: информативность оптического и инфракрасного каналов существенно изменяются как глобально – при смене времени суток, так и локально – нахождение объекта в тени или на свету. Данное противоречие способствовало развитию динамических (адаптивных) методов слияния, способных оценивать значимость каждого канала в текущем контексте и соответствующим образом изменять их вклад в итоговое представление.

2. Структура системы динамического слияния каналов

Обнаружение объектов с борта БПЛА сталкивается с рядом специфических трудностей, которые определяют направления современных исследований:

1. Условия внешней среды. Изменчивость освещения: БПЛА эксплуатируются круглосуточно. Днём доминирует RGB-информация, ночью RGB-канал становится практически бесполезным. Погодные условия: Туман, дымка, осадки по-разному влияют на данные датчиков. Тепловизоры сохраняют работоспособность в условиях плохой видимости, но дают меньше текстурной информации [1,2];
2. Пространственное рассогласование каналов датчиков. В реальных условиях из-за движения БПЛА, вибраций и асинхронной съёмки оптические и инфракрасные изображения могут быть не полностью совмещены. Как отмечается в [3], это приводит к двум серьёзным проблемам: семантической несогласованности в соответствующих пространственных позициях и конфликту спектров при слиянии признаков . Игнорирование этого

рассогласования снижает эффективность даже самых совершенных методов слияния;

3. Неопределённость в мультиспектральных данных. Разные спектральные данные сопровождаются различными уровнями неопределённости. Например, в условиях низкой освещённости предсказания по оптическому каналу крайне ненадёжны. Как показано в [1], учёт этой неопределённости, например, через кросс-спектральное пересечение и значение освещённости позволяет динамически регулировать вклад каждого канала и повышать устойчивость детекции.
4. Традиционные каскадные подходы, где слияние и детекция оптимизируются раздельно, могут приводить к неоптимальным решениям [4].

Основываясь, на выше описанных требований можно вывести схему динамического спектральных данны:

1. Предварительная обработка и коррекция рассогласования. Этот этап направлен на компенсацию пространственных смещений между спектральными каналами;
2. Извлечение признаков. Из каждой модальности извлекаются карты признаков;
3. Оценка значимости и неопределённости. Специализированный блок анализирует признаки и/или входные данные, вычисляя веса, отражающие текущую информативность каждого спектрального канала и оценку неопределённости предсказаний [1];
4. Взвешенная интеграция с учётом неопределённости. Признаки объединяются с использованием вычисленных весов и/или неопределённости. Возможно применение механизмов смешения экспертов, управляемых освещённостью [2].

Дополнительно возможно применение сквозной оптимизации всей системы детекции, при которой процесс слияния спектральных данных разных каналов оптимизируется совместно с детектором, что позволяет достигать глобального оптимума функции ошибки детектора, как показано в [4].

3. Классификация методов динамического слияния спектральных каналов

Анализ современной литературы показывает, что методы динамического слияния могут быть классифицированы по используемым механизмам адаптации. В данном разделе мы выделяем четыре основных класса подходов: методы на основе механизмов внимания, методы на основе вентильных механизмов, методы на основе оценки неопределённости и комбинированные подходы.

Механизмы внимания стали одним из наиболее популярных инструментов для динамического взвешивания данных, поскольку они позволяют модели избирательно фокусироваться на наиболее информативных признаках. Возможно выделить следующие типы внимания, используемые при слияния данных.

Пространственное внимание вычисляет карты значимости для каждой пространственной области изображения, определяя, каким пикселям какого канала следует доверять в большей степени. В контексте мультиспектрального детектирования это позволяет, выделять области с тепловыми аномалиями в инфракрасном канале ночью, одновременно подавляя зашумлённые области оптического канала.

Канальное внимание калибрует каналы признаков с учётом межспектральных зависимостей. Как показано в [5], глобальные контекстные векторы извлекаются из каждого канала и проецируются в совместное пространство, а затем используются для

генерации весов возбуждения, которые калибруют признаки перед дальнейшей обработкой.

Кросс-модальное внимание реализуется с помощью трансформерных архитектур, где механизм самовнимания(англ. self-attention) позволяет модели обмениваться информацией между спектральными каналами на уровне патчей признаков, извлекаемых из входных данных. Такой подход особенно эффективен для преодоления семантического разрыва между разнородными данными.

Примером современного подхода, активно использующего механизмы внимания, является метод [2]. Авторы предлагают архитектуру, которая объединяет трансформеры с механизмом "смешения экспертов" (англ. Mixture-of-Experts). Ключевая инновация заключается в использовании освещённости сцены как управляющего сигнала для динамического переключения между экспертами, специализирующимися на обработке информации при разном уровне освещенности. Это позволяет модели адаптивно выбирать наиболее ценные признаки из спектральных каналов в зависимости от времени суток и условий освещения, что критически важно для задач с БПЛА.

Ярким примером использования вентильных методов слияния является метод, представленный в [3]. В данной работе авторы решают ключевую проблему пространственного рассогласования между изображениями оптического и инфракрасного каналов, возникающую из-за движения БПЛА и асинхронной съёмки. В рамках предложенного модуля динамически оценивается, какой из каналов предоставляет более надёжную информацию в каждой пространственной области, и взвешивает их перед слиянием, что позволяет достичь высокой точности (78.6% mAP на наборе данных DroneVehicle) даже при слабой пространственной синхронизации данных.

Оценка неопределённости представляет собой перспективное направление, позволяющее модели не только делать предсказания, но и оценивать их надёжность. Алеаторная и эпистемическая неопределённость различаются по своей природе: первая связана с шумом в данных, вторая — с недостаточностью знаний модели. В задачах мультиспектрального слияния особенно важно учитывать алеаторную неопределённость, возникающую из-за изменчивости качества сенсорных данных. Фундаментальной работой в этом направлении для задач с БПЛА является [1]. Авторы вводят специальный модуль учёта неопределённости, который количественно оценивает веса неопределённости для каждой канала. Веса вычисляются на основе двух ключевых факторов: кросс-спектрального пересечения между предсказаниями из разных каналов и значения освещённости. Если каналы дают сильно различающиеся предсказания или освещённость недостаточна, модуль увеличивает вес неопределённости, динамически снижая вклад ненадёжного канала в итоговое слияние. Это позволяет модели значительно улучшить обнаружение в условиях низкой освещённости.

Другим направлением развития методов слияния, может служить оптимизация способов обучения моделей. Примером такого подхода служит [4]. В отличие от каскадных архитектур, где слияние и детекция оптимизируются раздельно, предлагается сквозная синхронная оптимизация всех этапов. Хотя точные внутренние механизмы могут варьироваться, сама концепция "синхронного" обучения подразумевает наличие адаптивных связей между потоками обработки разных каналов, Авторы демонстрируют значительное улучшение mAP (на 6.6%) по сравнению с базовыми алгоритмами слияния, что подтверждает эффективность такого целостного подхода.

Перспективный гибрид представлен в работе [6]. Авторы предлагают архитектуру, сочетающую свёрточные нейронные сети (CNN) и модель пространства состояний (англ. State-Space Model, SSM). Подход использует селективное сканирование в четырёх направлениях для выявления зависимостей в данных, что особенно важно для обработки

изображений дистанционного зондирования. Комбинируя локальные признаки от CNN с глобальным контекстом от SSM, модель достигает выдающейся точности (81.8 mAP) при сохранении высокой скорости обработки.

4. Сравнительный анализ методов динамического слияния

Метод предложенный в [1] заложил фундамент для использования неопределённости как механизма динамического взвешивания . Его ключевое преимущество это способность адаптироваться к изменению освещённости за счёт использования значения RGB illumination value как одного из факторов расчёта весов неопределённости. Однако метод ограничен в работе с пространственным рассогласованием каналов, которое, как отмечается в [3], является серьёзной проблемой при съёмке в движении, кроме того, использует относительно простую архитектуру детектора (Faster R-CNN). Другой весомой проблемой метода является, расчёт весов неопределённости на основе мультиспектрального пересечения предсказаний, что может быть ненадёжным в сценариях, где оба канала дают неверные предсказания.

Метод, предложенный в [3] специально разработан для решения проблемы пространственного рассогласования каналов, возникающей из-за движения БПЛА и асинхронной съёмки . Модуль Offset-guided Semantic Alignment (OSA) позволяет корректировать пространственные смещения до этапа слияния, а Dynamic Attention-guided Fusion Module обеспечивает адаптивную балансировку вклада модальностей. Достигнутый результат в 78.6 mAP на боре данных DroneVehicle подтверждает, что учёт пространственного рассогласования критически важен для реальных условий эксплуатации. Не смотря на то, что метод решает проблему пространственного рассогласования каналов, требуется точная оценка пространственных смещений, что может быть вычислительно затратно. Кроме того модуль OSA, основанный на деформируемых свёртках, увеличивает сложность модели и может требовать тщательной настройки.

Метод [6] демонстрирует наилучшую точность (81.8 mAP) среди рассмотренных способов адаптации. Гибридная архитектура CNN-Mamba с селективным сканированием в четырёх направлениях позволяет эффективно находить пространственные зависимости в изображениях дистанционного зондирования. Высокая скорость обработки делает этот метод особенно привлекательным для бортовых применений, хотя он и не содержит явных механизмов учёта неопределённости или коррекции пространственного рассогласования, что может ограничить его устойчивость в сложных сценариях использования.

Метод [4] предлагает концептуально сильную идею сквозного обучения, но отсутствие явной работы с рассогласованием каналоы может быть ограничением для применения на реальных БПЛА.

Метод [2] демонстрирует высокую архитектурную сложность, что может затруднить его применение в бортовых системах с ограниченными ресурсами. Механизм смешения экспертов требует большого количества параметров, а его эффективность для задач детекции нуждается в дополнительной проверки[7,8,9,10].

Анализ современных исследований позволяет выделить следующие тенденции развития методов динамического слияния:

1. Эволюция от простых механизмов к гибридным архитектурам. Наблюдается переход от относительно простых методов взвешивания к сложным гибридным архитектурам, комбинирующим несколько механизмов адаптации;
2. Учёт пространственного рассогласования становится критически важным и не может игнорироваться при разработке методов для реальных БПЛА;

3. Новые архитектурные парадигмы проникают в область мультиспектрального слияния;
4. Сквозное обучение как способ преодоления ограничений каскадных архитектур.

Таким образом, наиболее перспективным направлением дальнейших исследований представляется создание метода слияния данных спектральных каналов, сочетающее учёт неопределённости, коррекцию пространственного рассогласования и использование современных эффективных архитектур — всё это в рамках сквозного обучения. Очевидно, что создание такой комплексной системы требует тщательного баланса между точностью и вычислительной эффективностью.

5. Заключение

Таким образом, область динамического слияния спектральных данных для обнаружения объектов с БПЛА активно развивается, предлагая всё более совершенные методы адаптации к изменчивым условиям съёмки. Дальнейший прогресс в этой области будет определяться способностью находить оптимальный баланс между точностью, устойчивостью и вычислительной эффективностью разрабатываемых решений, а также умением эффективно комбинировать различные механизмы адаптации в рамках единой архитектуры.

Литература

1. Sun Y., Bing C., Zhu P., Hu Q. Drone-based RGB-Infrared Cross-Modality Vehicle Detection via Uncertainty-Aware Learning [Электронный ресурс] // arXiv.org. – 2020. – № arXiv:2003.02437. – URL:https://arxiv.org/abs/2003.02437 (дата обращения: 16.02.2026).
2. Li J., Chen S., Zhao T. и др. MoCTEFuse: Illumination-Gated Mixture of Chiral Transformer Experts for Multi-Level Infrared and Visible Image Fusion [Электронный ресурс] // arXiv.org. – 2025. – № arXiv:2507.20180. – URL: https://arxiv.org/abs/2507.20180 (дата обращения: 20.02.2026).
3. Liu Z., Zhang H., Wang J. и др. Cross-modal Offset-guided Dynamic Alignment and Fusion for Weakly Aligned UAV Object Detection [Электронный ресурс] // arXiv.org. – 2025. – № arXiv:2506.16737. – URL: https://arxiv.org/abs/2506.16737 (дата обращения: 20.02.2026).
4. Zhang J., Liu H., Yang W. и др. E2E-MFD: Towards End-to-End Synchronous Multimodal Fusion Detection [Электронный ресурс] // arXiv.org. – 2024. – № arXiv:2403.09323. – URL: https://arxiv.org/abs/2403.09323 (дата обращения: 17.02.2026).
5. Vaezi Joze H. R., Shaban A., Iuzzolino M. L., Koishida K. MMTM: Multimodal Transfer Module for CNN Fusion [Электронный ресурс] // arXiv.org : [сайт]. – 2019. – 20 нояб. – URL: https://arxiv.org/abs/1911.08670v2 (дата обращения: 20.02.2026). – Версия 2.
6. Ren K., Xu L., Ma L. RemoteDet-Mamba: A Hybrid Mamba-CNN Network for Multi-modal Object Detection in Remote Sensing Images [Электронный ресурс] // arXiv.org. – 2026. – № arXiv:2410.13532. – URL: https://arxiv.org/abs/2410.13532 (дата обращения: 19.02.2026).
7. В.Т. Дмитриев, А.А. Бауков Многокритериальный синтез алгоритма обнаружения частиц дождя на видеоизображениях в цифровых системах телевидения// Вестник РГРТУ. 2022 № 79. – С. 20- 30.
8. Дмитриев В.Т., Бауков А.А. Алгоритм обнаружения атмосферных осадков для задач компьютерной обработки видеоизображений // Программирование 2023 №3 - С.13-25.

9. Дмитриев В.Т., Бауков А.А. Разработка алгоритма улучшения контраста видеоизображений для применения в системах цифрового телевидения. // Вестник РГРТУ. 2023. №84. – С.77 -87.
10. Дмитриев В.Т., Сконников П.Н. Сравнительный анализ алгоритмов комплексирования изображений различных спектральных диапазонов. // Вестник рязанского государственного радиотехнического университета. 2021. № 78, - С.29-37.

REFERENCES

1. Sun Y., Bing C., Zhu P., Hu Q. Drone-based RGB-Infrared Cross-Modality Vehicle Detection via Uncertainty-Aware Learning [Electronic resource] // arXiv.org. – 2020. – № arXiv:2003.02437. – URL: https://arxiv.org/abs/2003.02437 (accessed: 16.02.2026).
2. Li J., Chen S., Zhao T. et al. MoCTEFuse: Illumination-Gated Mixture of Chiral Transformer Experts for Multi-Level Infrared and Visible Image Fusion [Electronic resource] // arXiv.org. – 2025. – № arXiv:2507.20180. – URL: https://arxiv.org/abs/2507.20180 (accessed: 20.02.2026).
3. Liu Z., Zhang H., Wang J. et al. Cross-modal Offset-guided Dynamic Alignment and Fusion for Weakly Aligned UAV Object Detection [Electronic resource] // arXiv.org. – 2025. – № arXiv:2506.16737. – URL: https://arxiv.org/abs/2506.16737 (accessed: 20.02.2026).
4. Zhang J., Liu H., Yang W. et al. E2E-MFD: Towards End-to-End Synchronous Multimodal Fusion Detection [Electronic resource] // arXiv.org. – 2024. – № arXiv:2403.09323. – URL: https://arxiv.org/abs/2403.09323 (accessed: 17.02.2026).
5. Vaezi Joze H. R., Shaban A., Iuzzolino M. L., Koishida K. MMTM: Multimodal Transfer Module for CNN Fusion [Electronic resource] // arXiv.org. – 2019. – 20 Nov. – URL: https://arxiv.org/abs/1911.08670v2 (accessed: 20.02.2026). – Version 2.
6. Ren K., Xu L., Ma L. RemoteDet-Mamba: A Hybrid Mamba-CNN Network for Multi-modal Object Detection in Remote Sensing Images [Electronic resource] // arXiv.org. – 2026. – № arXiv:2410.13532. – URL: https://arxiv.org/abs/2410.13532 (accessed: 19.02.2026).
7. V.T. Dmitriev, A.A. Baukov Mnogokriterial'nyj sintez algoritma obnaruzheniya chastic dozhdya na videoizobrazheniyah v cifrovyh sistemah televideniya // Vestnik RGRTU. 2022 № 79. – P. 20-30 (In Russian).
8. Dmitriev V.T., Baukov A.A. Algoritm obnaruzheniya atmosfernyh osadkov dlya zadach komp'yuternoj obrabotki videoizobrazhenij // Programmirovanie 2023 №3 - P.13-25 (In Russian).
9. Dmitriev V.T., Baukov A.A. Razrabotka algoritma uluchsheniya kontrasta videoizobrazhenij dlya primeneniya v sistemah cifrovogo televideniya. // Vestnik RGRTU. 2023. №84. – P.77-87 (In Russian).
10. Dmitriev V.T., Skonnikov P.N. Sravnitel'nyj analiz algoritmov kompleksirovaniya izobrazhenij razlichnyh spektral'nyh diapazonov. // Vestnik ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta. 2021. № 78, - P.29-37 (In Russian).

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ И ОГРАНИЧЕНИЙ ПЕРЕДАЧИ ГОЛОСОВЫХ СООБЩЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ LORA

Д. А. Денисов, С. С. Лынов

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе рассматривается возможность построения канала голосовой связи на основе технологии LoRa (Long Range). Проведён анализ ключевых параметров модуляции CSS (Chirp Spread Spectrum) и их влияния на скорость передачи данных и задержки. Определены оптимальные настройки физического уровня, пригодные для передачи голоса. Обоснован выбор низкобитрейтного речевого кодека.

Ключевые слова: голосовая связь, LoRa, кодек, Codec2, полоса частот, коэффициент расширения, скорость кодирования.

ANALYSIS OF THE POSSIBILITIES AND LIMITATIONS OF VOICE MESSAGE TRANSMISSION USING LORA TECHNOLOGY

D. A. Denisov, S. S. Lynov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper considers the possibility of constructing a voice communication channel based on LoRa (Long Range) technology. The analysis of the key parameters of CSS (Chirp Spread Spectrum) modulation and their influence on data rate and latency is carried out. The optimal physical layer settings suitable for voice transmission are determined. The choice of low-bitrate speech codec is substantiated.

Keywords: voice communication, LoRa, codec, Codec2, bandwidth, spreading factor, coding rate

1. Введение

На современном этапе развития телекоммуникационных систем обеспечение надежной передачи информации на расстояние является одной из главных задач. Существует широкий спектр технологий, реализующих обмен данными между абонентами, такие как: сотовая связь, беспроводные локальные сети Wi-Fi, волоконно-оптические линии связи (ВОЛС), спутниковые системы Starlink, Iridium, Inmarsat, а также различные виды радиосвязи. Наиболее распространённой на данный момент является мобильная сотовая связь, обеспечивающая глобальный роуминг и доступ к передаче данных. Однако принцип действия сотовых сетей основан на базовых станциях, расположенных на определенном расстоянии друг от друга. Зоны покрытия которых имеют ограниченный радиус действия. Ключевым недостатком данного подхода является ухудшение качества связи вплоть до полного отсутствия сигнала при удалении абонента от станции. Подобные территории с недостаточным покрытием встречаются нередко и включают в себя малонаселенные регионы, горные массивы, лесные массивы, а также зоны чрезвычайных ситуаций, где стационарная инфраструктура может быть разрушена. В указанных условиях применяют спутниковые системы связи и традиционную радиосвязь. Спутниковые технологии обеспечивают глобальное покрытие, однако их использование является недешевым. Традиционная радиосвязь в УКВ-диапазоне (ультракороткие волны) является нетарифицируемой, но характеризуется рядом существенных ограничений: значительным энергопотреблением

передатчиков, низкой помехозащищенностью, высокой загруженностью эфира. Таким образом, существует потребность применения технологии, сочетающей энергоэффективность, высокую помехоустойчивость и способность обеспечивать связь на значительные расстояния при отсутствии развитой инфраструктуры.

Одним из практических решений стало применение цифровой радиосвязи в современных портативных радиостанциях. Одним из направлений развития цифровой радиосвязи может стать использование технологии LoRa (Long Range), изначально созданной для сверхдальней и энергоэффективной передачи данных в сетях IoT (Internet of Things). LoRa использует метод модуляции CSS (Chirp Spread Spectrum), который обеспечивает хорошую помехоустойчивость и позволяет принимать сигналы даже ниже уровня шума. Эти характеристики открывают возможность для передачи голоса на большие расстояния при низкой мощности передатчика.

2. Параметры LoRa, влияющие на передачу голоса

Технология LoRa реализована на модуляции с расширением спектра методом линейной частотной модуляции CSS. В отличие от узкополосных видов модуляции, CSS обеспечивает высокую помехоустойчивость и чувствительность приёмника, однако существует и недостаток — низкая скорость передачи данных. Для передачи голоса критическое значение приобретают три основных параметра: коэффициент расширения SF (Spreading Factor), полоса частот BW (Bandwidth) и скорость кодирования CR (Coding Rate).

SF определяет количество чипов (символов расширения), используемых для кодирования одного бита информации. В спецификации LoRa указаны значения SF от 6 до 12. Более высокий SF увеличивает выделения полезного сигнала из шума, что позволяет приёмнику декодировать сигнал при отрицательном отношении сигнал/шум SNR (Signal-to-Noise Ratio). Однако с увеличением SF скорость передачи данных падает. Зависимость описывается по (1).

$$R_b = SF \cdot \frac{BW}{2^{SF}} \cdot CR \tag{1}$$

где: R_b - скорость передачи данных (бит/с)

SF - коэффициент расширения

BW - полоса частот (Гц)

CR - скорость кодирования

BW определяет ширину спектра, занимаемого сигналом. В модулях LoRa наиболее распространёнными являются значения 125, 250 и 500 кГц. Скорость передачи прямо пропорциональна BW: увеличение полосы с 125 до 500 кГц повышает скорость в 4 раза при том же SF. Чувствительность приёмника, напротив, обратно пропорциональна BW — расширение полосы ухудшает чувствительность. Сигнал с BW = 500 кГц будет приниматься на меньшем расстоянии, чем с BW = 125 кГц при прочих равных условиях.

В технологии LoRa применяется помехоустойчивое кодирование с прямой коррекцией ошибок FEC (Forward Error Correction) на основе циклических кодов. Доступны следующие значения скорости кодирования: CR = 4/5, 4/6, 4/7, 4/8. При выборе CR следует учесть, что для лучшей помехоустойчивости CR следует выбирать меньшим (например, 4/8), но при этом происходит потеря в скорости передачи данных.

3. Требования к голосовой связи и кодеку

Для передачи голоса по каналам связи с низкой пропускной способностью, к которым относятся линии на основе технологии LoRa, необходимо учитывать ряд особенностей. В отличие от телеметрии, для которой и была разработана LoRa, голосовой трафик чувствителен к задержкам, потерям пакетов и требует определённого минимального битрейта для сохранения разборчивости речи и правильного восприятия информации. Битрейт — это количество данных, необходимое для кодирования одной секунды речи. В телефонии обычно используется битрейт 64 кбит/с, однако современные узкополосные вокодеры позволяют снизить этот показатель до 1 – 4 кбит/с при сохранении приемлемой разборчивости. Для передачи по LoRa, где максимальная скорость даже при оптимальных настройках не превышает 5 – 6 кбит/с, требуются кодеки с битрейтом не выше 2 – 3 кбит/с. На сегодняшний день существует несколько специализированных кодеков, способных работать в необходимом диапазоне 1 – 4 кбит/с. Самыми популярными являются: Codec2 — открытый речевой кодек, разработанный специально для цифровой радиосвязи с низкой пропускной способностью. Он поддерживает переменный битрейт: 3200, 2400, 1600, 1300 и 700 бит/с. Также существует кодек Speex, ориентированный на IP-телефонию. Он имеет режимы с битрейтом от 2.15 кбит/с, однако на скоростях ниже 4 кбит/с качество уступает Codec2, и разработка Speex в настоящее время остановлена. Идеальным является MELPe (Mixed Excitation Linear Prediction), обеспечивающий высокую разборчивость при битрейтах 600, 1200 и 2400 бит/с. Однако он практически недоступен для рядовых пользователей, что ограничивает его применение в открытых и любительских проектах. Следовательно, приемлемым вариантом для передачи голоса по LoRa является Codec2, так как при битрейте 1600 – 2400 бит/с он обеспечивает разборчивость, достаточную для понимания смысла, и умеренные вычислительные затраты, а также находится в открытом доступе.

Задержка также является критически важным параметром. Для двусторонней (дуплексной) связи максимально допустимая задержка составляет около 300 – 400 мс, иначе диалог становится некомфортным. В симплексном режиме допустимы задержки до 1 – 2 секунд. Время передачи пакета LoRa при высоких значениях SF может достигать нескольких секунд. Столь значительные задержки делают невозможным использование LoRa для дуплексной голосовой связи. Следовательно, практическая реализация возможна лишь в симплексном режиме, который применяется в портативных радиостанциях.

4. Заключение

На основе изученных материалов и технических характеристик модуляции CSS установлено, что наилучшие показатели достигаются при следующих параметрах: коэффициент расширения SF = 7 – 9, полоса частот BW = 125 – 250 кГц и скорость кодирования CR = 4/5 или 4/6. Данные настройки обеспечивают скорость передачи данных порядка 2 – 5 кбит/с, достаточную для использования низкобитрейтного речевого кодека Codec2 с битрейтом 1600 – 2400 бит/с. Данный набор параметров подходит только для симплексной связи, поэтому построение симплексного канала с использованием технологии LoRa вполне возможно. Также возможно создание канала связи с обменом голосовыми сообщениями, подобно мессенджерам. Подобная разработка уже существует и называется Meshtastic, однако в ней реализован обмен текстовыми сообщениями.

В дальнейшем планируется разработка действующих прототипов таких устройств и проведение испытаний для оценки реальной дальности, работоспособности связи, качества передачи речи и оптимизации выбранных параметров.

Литература

1. Semtech Corporation. AN1200.22 LoRa Modulation Basics. – 2015. – 26 с.
2. Иванов И. И., Петров П. П. Технология LoRa и LoRaWAN для Интернета вещей: принципы работы и параметры // Вестник связи, 2022, № 3. – С. 22–27.
3. Сидоров А. Н. Беспроводные сети с низким энергопотреблением: архитектура и применение. – М.: Радио и связь, 2021. – 256 с.
4. Козлов Д. В. Речевые кодеки для систем связи с ограниченной пропускной способностью // Цифровая обработка сигналов, 2023, № 2. – С. 34–39.
5. Васильев А. Б., Николаев Г. С. Экспериментальная оценка качества передачи голоса по каналу LoRa // Радиотехнические тетради, 2024, № 1. – С. 15–21.
6. Rowe T. Codec 2 – Low Bit Rate Voice Codec. – http://rowetel.com/codec2.html, 25.02.2026.
7. Meshtastic Project. – https://meshtastic.org, 10.03.2026.

References

1. Semtech Corporation. AN1200.22 LoRa Modulation Basics. – 2015. – 26 p.
2. Ivanov I. I., Petrov P. P. LoRa and LoRaWAN Technology for the Internet of Things: Operating Principles and Parameters // Communications Herald, 2022, No. 3. – Pp. 22–27.
3. Sidorov A. N. Low-Power Wireless Networks: Architecture and Applications. – Moscow: Radio i Svyaz, 2021. – 256 p.
4. Kozlov D. V. Speech Codecs for Communication Systems with Limited Bandwidth // Digital Signal Processing, 2023, No. 2. – Pp. 34–39.
5. Vasiliev A. B., Nikolaev G. S. Experimental Evaluation of Voice Transmission Quality over LoRa Channel // Radio Engineering Notebooks, 2024, No. 1. – Pp. 15–21.
6. Rowe T. Codec 2 – Low Bit Rate Voice Codec. – http://rowetel.com/codec2.html, 25.02.2026.
7. Meshtastic Project. – https://meshtastic.org, 10.03.2026.

К ВОПРОСУ О РАСШИРЕНИИ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ КВ РАДИОСВЯЗИ

Д. А. Самбулов, Е. В. Андреков, В. И. Галдин

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. В статье предложены решения, позволяющие значительно расширить возможности любительской КВ радиосвязи посредством удаленного использования радиооборудования.

Ключевые слова: Радиосвязь, трансивер, удаленный доступ, SDR, Flex, SunSDR, RHM, КВ.

ON THE ISSUE OF EXPANDING THE POSSIBIBILITIES OF UNSING AMATEUR HF RADIO COMMUNICATION

D. A. Sambulov, E. V. Andrekov, V. I. Galdin

JSC «Sozvezdie» Concern», Voronezh, Russia

Abstract. The article proposes solutions that significantly expand the capabilities of amateur HF radio communication through the remote use of radio equipment.

Keywords: radio communication, transceiver, remote access, SDR, Flex, SunSDR, RHM, HF.

1.Введение

Современный радиолюбитель – это человек в постоянном поиске. Поиске эфира без помех, поиске места, где установку антенны не нужно согласовывать с соседями и поиске времени, чтобы сесть за аппаратуру. Ответом на эти вызовы стала концепция Remote Operation (удаленный оператор). На сегодняшний день рынок предлагает два принципиально разных решения:

- «монолитные» решения, как Flex Radio (США) [1], SunSDR [2] (Россия), где вы покупаете довольно дорогой продукт и пользуетесь его программно-аппаратными возможностями;
- удаленный доступ на коммерческой основе, который предоставляет американская систему RHM (Remote Ham Radio) [3].

У каждого из этих подходов своя идеология. Flex и SunSDR дарят свободу выбора антенн и независимости от внешних сервисов, но требуют либо финансовых вложений в «железо», либо необходимость его самостоятельного изготовления (насколько это возможно в данное время).

Система RHM предлагает решение «под ключ», вы оплачиваете минуты эфира, получаете сразу несколько антенных полей, но становитесь привязанными только к этим антеннам, также часто имеются сложности в доступе из-за очередей на популярные диапазоны. Необходимо дополнительно отметить, что использование системы RHM для граждан России в настоящее время может иметь юридические и финансовые особенности (санкции, сложности с работой с иностранными платежными системами).

2.Описание предлагаемой технологии

Идея, предлагаемая в данной статье, состоит в создании подхода, которое позволит радиолюбителям через Интернет предоставить удаленный доступ (сдать в аренду) к своему оборудованию, а самим получить доступ к оборудованию других участников.

Удаленный доступ к сдаваемому в аренду радиооборудованию должен также обеспечиваться для абонентов, у которых нет собственного радиооборудования.

В соответствии с международными правилами любительской КВ радиосвязи пользователи, у которых отсутствует позывной сигнал не имеют права выходить в эфир, но может прослушивать эфир в статусе наблюдателя (SWL, short wave listener) и быть полноправным участником радиолюбительского движения, участвуя в соревнованиях и получая дипломов в статусе наблюдателя. Поэтому предлагаемый подход должен обеспечивать доступ к удаленному оборудованию в соответствии со статусом радиолюбителя.

Программная часть данной системы может представлять собой либо приложение, устанавливаемое на ПЭВМ пользователя, либо доступ через WEB интерфейс. Пользователю должна предлагаться интерактивная карта с отображением мест расположения пользователей, предлагающих соответствующее оборудование в аренду, описания оборудования (название и характеристики трансивера, тип антенны, высота ее установки, мощность передатчика и т.п.), а также пользователей, которые берут оборудование в аренду, но не предоставляют своего.

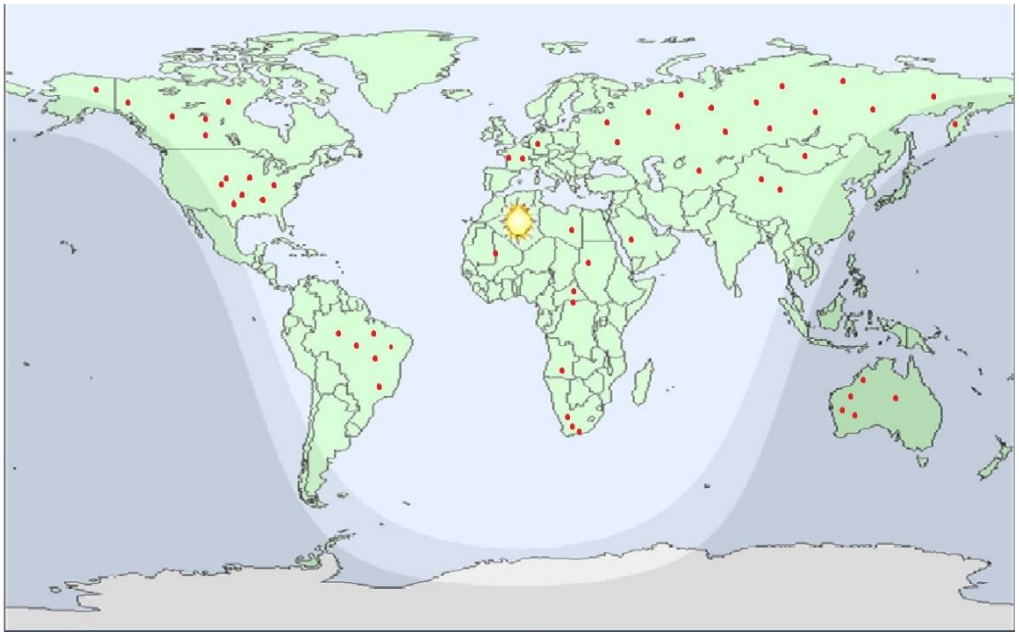


Рис.1. Пример интерактивной карты с отметками нахождения пользователей и расположения солнца.

Также очень удобным является наличие журнала радиолюбителя (оператора), в котором фиксируются данные о проведенных связях (дальность, позывной, время и дата проведения связи и пр.) как в текстовом (табличном) виде, так и с отображением подобной информации на интерактивной карте.

Графический интерфейс должен быть информативным, удобным для пользователя, поддерживать управление как манипулятором (мышь), так и горячими клавишами. По возможности, отображать основные органы управления трансивером (выбор мощности, видов модуляций, ввод и отображение частоты и пр.).

Так же желательным является окно отображения спектра, «водопада» и наличие различных опций по обработке выходного сигнала (ВЧ, НЧ фильтры и пр.)

Основной преф. : **SP** Конт. : **EU** WAZ : **15** ITU : **28** Широта, С. : **52,20** Долгота, В. : **21,00** Local time (winter): **06:34** Название страны : **Poland**

	Flag	Date	Call	Time	Freq	BandADIF	Mode	QSLR	QSLS	eQSLR	eQSLS	Name	Дистанция
2422		10-03-2013	9K2/SP4R	13:56	28,000	10M	CW	☐	☐	☐	☑	Andrzej	2973,1 km.
2423		17-03-2013	DK9LO/M	12:42	18,073	17M	CW	☐	☐	☐	☑	Klaus	2010,1 km.
2424		19-03-2013	WA2C	14:32	18,000	17M	CW	☐	☐	☐	☑	John Weber Jr	7485,7 km.
2425		19-03-2013	IW7EGJ	14:39	18,000	17M	CW	☐	☐	☐	☑		2471,6 km.
2426		20-03-2013	UX7FD	10:28	14,000	20M	CW	☐	☐	☐	☑	Tina	1176,2 km.
2427		20-03-2013	BA7NO	14:43	18,000	17M	CW	☐	☐	☐	☑		5670,4 km.
2428		20-03-2013	4J6RO	14:55	18,070	17M	CW	☐	☐	☐	☑		1851,7 km.
2429		20-03-2013	9K2HN	15:08	18,000	17M	CW	☐	☐	☐	☑	Hamad J Al-Nusi	2973,1 km.
2430		20-03-2013	HG52FC	15:17	18,000	17M	CW	☐	☐	☐	☑		1665,2 km.
2431		21-03-2013	RL3DC/3	13:25	145,500	2M	FM	☐	☐	☐	☐	Юрий	123,5 km.
2432		23-03-2013	TK0INT	11:45	18,000	17M	CW	☐	☐	☐	☐		2664,0 km.
2433		23-03-2013	OR5T	12:20	18,075	17M	CW	☐	☐	☐	☐		2366,4 km.
2434		23-03-2013	K3EL	12:25	18,000	17M	CW	☐	☐	☐	☐	Dave	7799,7 km.
2435		23-03-2013	HF3WIOSNA	12:37	18,000	17M	CW	☐	☐	☐	☐		1266,8 km.

QSO № 2435 / Total QSO: 2435

Рис. 2. Пример отображения, данный о связях в журнале радиооператора.

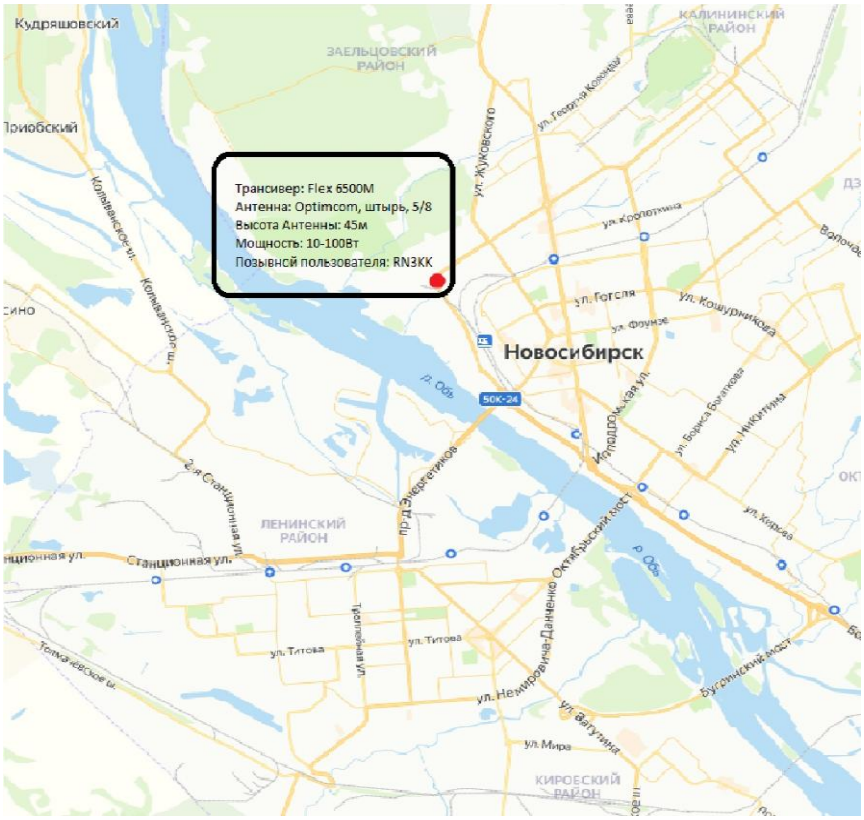


Рис. 3. Пример интерактивной карты с параметрами оборудования пользователя.

Подразумевается возможность получения материального или иного вида вознаграждения за предоставление в аренду данного оборудования, возможно взимание почасовой платы за работу в эфире по заранее установленным тарифам, по аналогии с американской системой RHM (Remote ham radio).

Важным аспектом является включение результатов работы операторов с использованием подобной системы в соревнования на получение дипломов за проведения радиолюбительских QSQ, возможно учреждение отдельных видов дипломов за проведение связей, используя данный вид доступа к оборудованию.

Отдельно стоит отметить, что принципиальным отличием предлагаемой системы от американской RHM станет именно доступ к оборудованию реальных пользователей со всем его разнообразием, в том числе, самодельным антеннам, разным высотам

установки, различным местностям и прочим разнообразным условиям, что является дополнительным аргументом для получения разрешения пользователям данной системы на участие в соревнованиях.

Внедрение предлагаемой системы позволит расширить количество участников соревнований за счет радиолюбителей, у которых отсутствует собственное оборудование.

Многим радиолюбителям интересна подобная возможность, так как предоставляет ряд интересных решений:

- возможность удаленно поработать на отличном от своего оборудования (сравнить работу на своем и устройствах других пользователей);
- провести связь из удаленного региона (расширить зону покрытия за счет использования оборудования участников в разных географических точках);
- получить денежный доход или иной вид (баллы на дипломы и пр.).

3. Заключение

Предлагаемые в докладе новые возможности любительской КВ радиосвязи будут интересны как радиолюбителям, уже имеющим специализированное оборудование, так и пользователям, которые хотели бы время от времени получать возможность проведения радиосвязи, не приобретая дорогостоящее оборудование (имея в наличии только ПЭВМ с гарнитурой и доступом в Интернет). Реализация указанных возможностей поможет людям, планирующим приобретение радиооборудования в будущем, получить представление о принципах радиосвязи на различном оборудовании, оценить плюсы и минусы конкретных моделей трансиверов, антенн, усилителей и пр.

Большие перспективы имеет внедрение данной системы в организациях образования (различные ВУЗы), радиолюбительские коллективные радиостанции, где имеется возможность работы в эфире используя коллективный позывной, если свой персональный еще не образован.

Подобная система ознакомит студентов, школьников и просто интересующихся данной тематикой с теоретическими и практическими аспектами современной радиосвязи, увеличит количество радиолюбителей.

Литература

1. https://www.flexradio.com/
2. https://eesdr.com/ru/products-ru/transceiver-ru/sunsdr-ru?ysclid=mnby6tsfp891167074
3. https://www.remotehamradio.com/

References

1. https://www.flexradio.com/
2. https://eesdr.com/ru/products-ru/transceiver-ru/sunsdr-ru?ysclid=mnby6tsfp891167074
3. https://www.remotehamradio.com/

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ ПО СВЯЗИ И ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ ДЛЯ ПЕРЕНОСНЫХ ПРОГРАММНО-ТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ

Е. В. Лылов, Д. С. Полонский, А.В. Попсуйко, Г. Г. Гречишников, О.И. Чеботарев

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассматриваются современные технические решения по связи и передаче данных для переносных программно-технических комплексов для организации работы должностных лиц вне стационарных пунктов управления, в том числе в полевых условиях и временно развертываемых сооружениях. Описаны структура переносного программно-технического унифицированного комплекса, его функциональные возможности и принципы организации рабочих мест.

Ключевые слова: Переносной; комплекс; связь; автоматизация; телекоммуникации; программно-технический.

MODERN TECHNICAL SOLUTIONS FOR COMMUNICATION AND DATA TRANSMISSION FOR PORTABLE SOFTWARE AND HARDWARE COMPLEXES

E. V. Lylov, D. S. Polonskiy, A.V. Popsuiko, G. G. Grechishnikov, O. I. Chebotarev

ISC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. The article discusses modern technical solutions for communication and data transmission for portable software and hardware systems for organizing the work of officials outside stationary control centers, including in the field and in temporary deployments. The structure of the portable software and hardware unified system, its functionality, and the principles of organizing workplaces are described.

Keywords: portable; complex; communication; automation; telecommunications; software and hardware.

1. Введение

Современные условия выполнения задач управления требуют высокой мобильности и независимости от стационарной инфраструктуры. Анализ отечественных разработок и патентных решений показывает, что обеспечение должностных лиц средствами связи и передаче данных реализуется за счет размещения оборудования в подвижных объектах (бронированных колесных и гусеничных базах, прицепах и т.д.). Как показал опыт проведения специальной военной операции (СВО), основная работа должностных лиц в непосредственной близости к линии боевого соприкосновения (ЛБС) ведется вне оборудованных пунктов управления, в полевых условиях или во временно организованных укрытиях. В таких случаях возникает необходимость в мобильных, быстро разворачиваемых и автономных решениях, которые можно оперативно доставить, развернуть и интегрировать в существующие сети и каналы передачи данных.

2. Технические решения по связи и передаче данных

Техническими решениями по связи и передаче данных для переносных программно-технических комплексов являются включение в его состав средств

автоматизации, коммутации и каналообразующими средствами связи при работе во временных сооружениях и укрытиях, блиндажах и подвалах.

УПТК-П представляет собой интегрированную систему, объединяющую средства автоматизации и телекоммуникаций, размещенные в мобильных герметичных кейсах. Такое конструктивное решение обеспечивает удобство транспортировки, защиту оборудования и возможность быстрого развертывания.

Комплекс может перевозиться различными видами транспорта и адаптирован для подключения к широкому каналообразующей аппаратуры, что делает его универсальным инструментом для работы.

Электропитание комплекса может осуществляться от автономных источников питания, что является критически важным при эксплуатации в полевых условиях.

Применение в УПТК-П перспективных средств связи и передаче данных существенно расширяет его функциональные возможности по сравнению с отечественными аналогами, а именно обеспечивается возможность:

– организации широкополосной беспроводной связи в составе линий радиодоступа по технологии «точка-точка», «точка-многоточка» для осуществления передачи большого объема информации;

– коммутации и маршрутизации информации, передаваемой по каналам связи системы беспроводной широкополосной передачи данных СБШПД с помощью коммутатора управления, поддерживающего протокол MINT для оптимизации нагрузки на сетевое оборудование и сохранения максимальных скоростей передачи информации;

– увеличения дальности связи портативных радиостанций путем организации многопролетной ретрансляции;

– обмена информацией между автоматизированными рабочими местами должностных лиц (АРМ ДЛ) по проводным каналам связи по технологии SHDSL для увеличения расстояния и скорости передачи данных;

– передачи данных между удаленными сегментами одной сети путем преобразования среды прохождения сигнала с медного кабеля на оптоволоконный и обратно для увеличения расстояния передачи данных;

– объединения с помощью локально-вычислительной сети (ЛВС) изделия персональных электронно-вычислительных машин (ПЭВМ) и дополнительных устройств по проводным каналам связи для организации обобщенных и удаленных рабочих групп;

– обеспечения электропитанием составных частей изделия, поддерживающих технологию PoE, для уменьшения количества кабельных и проводных соединений;

– организации беспроводной сети в диапазонах 2,4 ГГц и 5 ГГц для подключения к ЛВС изделия устройств, оборудованных Wi-Fi модулем;

– обмена информацией ограниченного распространения с применением межсетевого экрана с функцией крипто-маршрутизатора;

– записи, хранения и предоставления доступа к информации, хранящейся на сервере с удаленных ПЭВМ;

– автоматизации управления тактическими войсковыми формированиями совместно с программным обеспечением межвидовой системы информационного обмена (ПО МСИО), установленным на защищенный планшет;

– осуществления печати, сканирования и копирования текстовой и графической информации;

– обеспечения одновременного вывода графической информации с различных источников видеосигнала на широкоформатный экран;

– организации видеоконференцсвязи для оперативного обсуждения и доведения информации до должностных лиц;

– организации внутренней и внешней защищенной телефонной связи с подключением до 8 аналоговых телефонных аппаратов к одной автоматической телефонной станции (АТС);

– организации внутренней и внешней защищенной телефонной связи с подключением IP-телефонных аппаратов через Ethernet коммутаторы изделия к пиринговой АТС;

– организации рабочего места для должностного лица в неподготовленном укрытии с использованием полевой мебели;

– осуществления электропитания изделия от автономных источников электропитания в случае размещения изделия в неподготовленных помещениях или нестабильном электроснабжении объекта размещения [1].

Состав УПТК-П доработан и содержит: проводную линию связи 1, канал сети передачи данных 2, волоконно-оптическую линию связи 3, станцию ШПД заменили на СБШПД 9 с направленной антенной 90о, модем xDSL (SHDSL модем) 13, межсетевой экран заменили на межсетевой экран с функцией СКЗИ 15, АРМ управления услугами связи (ПЭВМ АРМ управления) 16, сервер электронной почты заменили на сервер с расширенным функционалом 17, аналоговый телефонный аппарат заменили на терминал абонентский подходящий для применения в суровых условиях 19, IP телефон 23, коммутатор ЛВС заменили на коммутатор ЛВС с функцией PoE 25, микрофон 26, широкоформатный монитор заменили на видеостену состоящую из LED панелей 27, АРМ оператора заменен на защищенный ПЭВМ типа ноутбук 29, сервер обработки видеоинформации модуль видеозахвата HDMI модуль видеозахвата VGA объединили в одно устройство с большим функционалом – комплекс централизованного управления коммутацией и отображением) 30, выносной блок видеоконференцсвязи (комплект ЗВКС) 32, видеокамеру 33, сетевой малогабаритный принтер заменили на защищенное МФУ 34, три электроагрегата дизельных 7 с функцией удаленного упавления, три системы автономного электроснабжения 8, станция СБШПД 10 со всенаправленной антенной 360о, унифицированный малогабаритный ретранслятор 11, шесть оптических медиаконвертеров 12, коммутатор СБШПД 14 с поддержкой протокола MINT, две пиринговых АТС 18 в промышленном исполнении, терминал абонентский 19, управляемый Ethernet коммутатор с функцией PoE 20, три защищенных планшета 21, три мобильных точки доступа Wi-Fi 22 оборудованных встроенным аккумулятором, два SHDSL модема 13, три портативных АКБ 24, два коммутатора ЛВС с функцией PoE 25, три ПЭВМ 29, АРМ управления 31, акустическая система 34.

На рисунке 1 представлена укрупненная функциональная схема УПТК-П, где обозначено:

1 – проводная линия связи;

2 – канал передачи данных;

3 – волоконно-оптическая линия связи;

4 – первое рабочее место;

5 – второе рабочее место;

6 – третье рабочее место;

7.1 ÷ 7.3 – электроагрегат дизельный;

8.1 ÷ 8.3 – автономная система электроснабжения (АСЭ).

Проводная линия связи 1 по стыку HDSL соединена с первым входом-выходом первого рабочего места 4, по радиосети второй вход-выход которого подключили к каналу передачи данных 2. Третий вход-выход по стыку ВОЛС через соответствующий вход-выход соединен с ВОЛС 3. Четвертый выход-вход по стыку оптоволокна соединен с входом-выходом второго рабочего места 5. Пятый выход-вход по стыку HDSL соединен с входом-выходом третьего рабочего места 6. При этом выход электроагрегата

дизельного 7.1 с помощью силовых удлинителей подключены к входу 220В автономных источников электропитания 8.1, выход которого соединен силовыми удлинителями с входом первого рабочего места. Выход электроагрегата дизельного 7.2 с помощью силовых удлинителей подключены к входу 220В автономных источников электропитания 8.2, выход которого соединен силовыми удлинителями с входом второго рабочего места. Выход электроагрегата дизельного 7.3 с помощью силовых удлинителей подключены к входу 220В автономных источников электропитания 8.3, выход которого соединен силовыми удлинителями с входом третьего рабочего места.

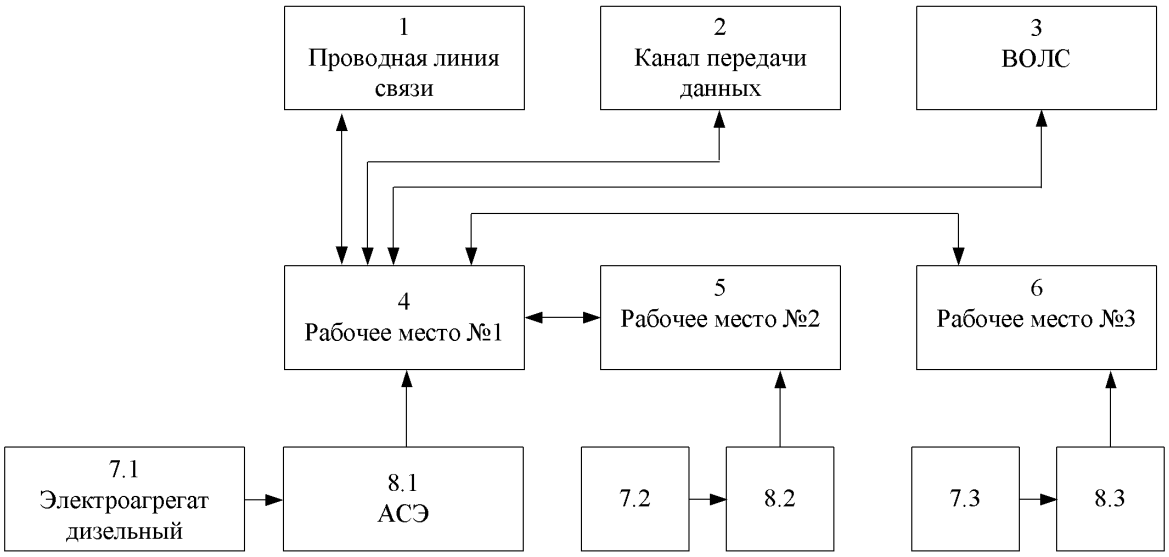


Рис. 1. Укрупненная функциональная схема УПТК-П

На рисунке 2 представлена подробная функциональная схема взаимодействия рабочих мест УПТК-П, где обозначено:

1 – проводная линия связи;
2 – канал передачи данных;
3 – волоконно-оптическая линия связи;
4 – первое рабочее место;
5 – второе рабочее место;
6 – третье рабочее место;
9 – СБШПД с направленной антенной 90°;
10 – СБШПД со всенаправленной антенной 360°;
11 – унифицированный малогабаритный ретранслятор УМР;
12.1 ÷ 12.6 – медиаконвертер оптический;
13.1 ÷ 13.3 – SHDSL модем;
14 – коммутатор СБШПД;
15 – межсетевой экран;
16 – АРМ управления;
17 – сервер;
18.1 ÷ 18.2 – пиринговая АТС;
19.1 ÷ 19.2 – терминал абонентский;
20 – управляемый Ethernet коммутатор;
21.1 ÷ 21.3 – защищенный планшет;
22.1 ÷ 22.3 – точка доступа Wi-Fi;
23 – IP телефон;
24.1 ÷ 24.2 – портативная АКБ;

25.1 ÷ 25.3 – коммутатор ЛВС;
26 – микрофон;
27 – видеостена;
28.1 ÷ 28.2 – защищенное многофункциональное печатающее устройство МФУ;
29.1 ÷ 29.4 – ПЭВМ;
30 – комплекс централизованного управления коммутацией и отображением;
31 – АРМ управления;
32 – комплект ЗВКС;
33 – видеокамера;
34 – акустическая система.

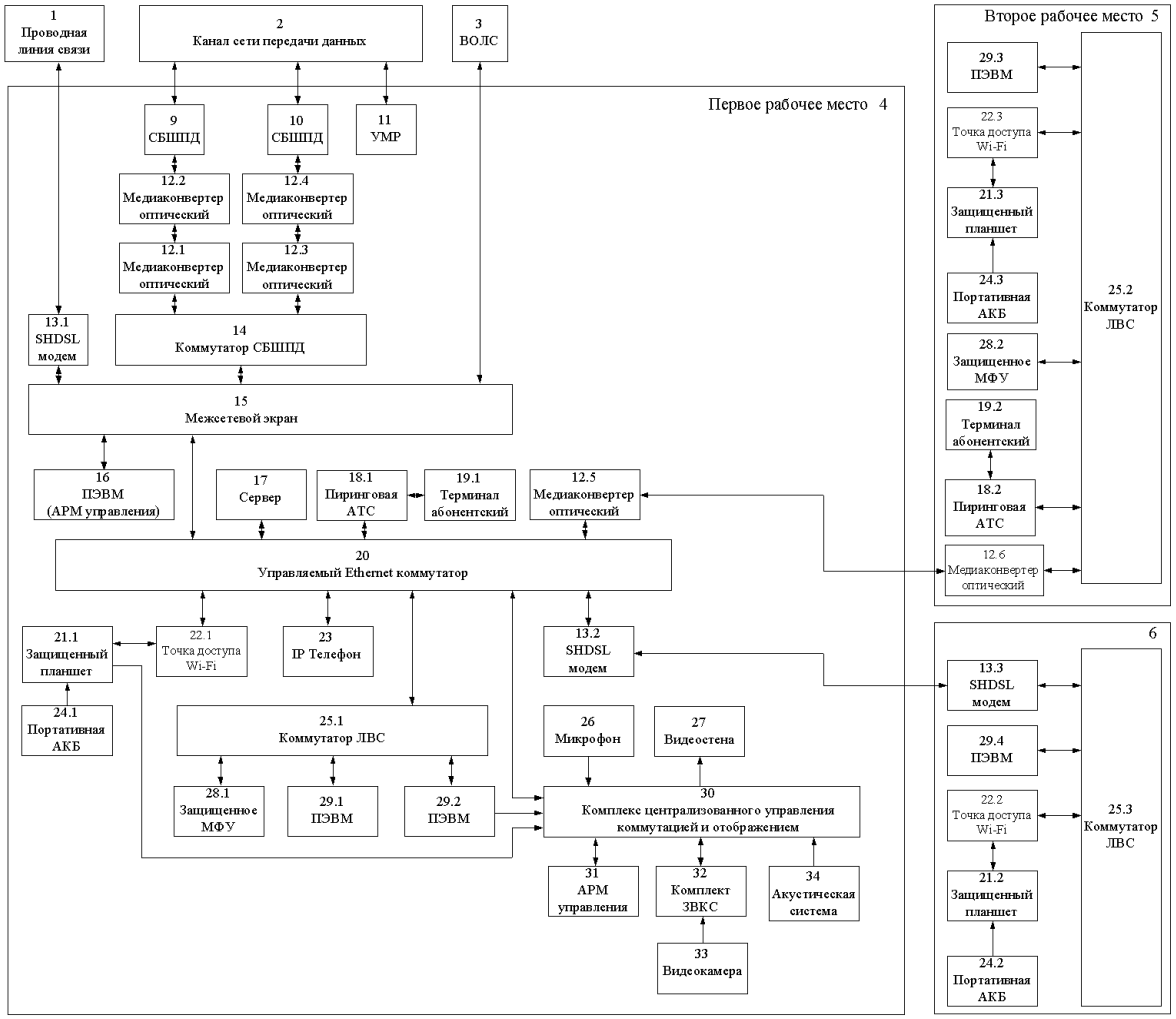


Рис. 2. Функциональная схема взаимодействия рабочих мест УПТК-П

На первом рабочем месте 4 канальный вход-выход SHDSL модема 13.1 по стыку HDSL соединен с первым выходом-входом с входом-выходом проводной линией связи 1. Локальный второй выход-вход по стыку Ethernet соединен с входом-выходом межсетевого экрана 15. Первый выход-вход которого по стыку Ethernet соединен входом-выходом с ПЭВМ 16, обеспечивающей выполнение функций по настройке и управлению сетевыми устройствами изделия. Второй выход-выход межсетевого экрана 15 по стыку Ethernet соединен с первым входом-выходом коммутатора СБШПД 14.

Первый выход-вход коммутатора СБШПД 14 соединены по стыку Ethernet с локальными входами-выходами медиаконвертера оптического 12.1, который в свою очередь канальными выходом-входом по стыку ВОЛС для увеличения дальности связи

соединены с канальными входами-выходами ответного медиаконвертора оптического 12.2. Локальный выход-входы по стыку Ethernet соединен входом-выходом с СБШПД 9, который по радиоканалу подключен к каналу сети передачи данных 2 на частоте от 4900 до 6000 МГц.

Второй выход-вход коммутатора СБШПД 14 соединены по стыку Ethernet с локальными входами-выходами медиаконвертера оптического 12.3, который в свою очередь канальными выходом-входом по стыку ВОЛС для увеличения дальности связи соединены с канальными входами-выходами ответного медиаконвертора оптического 12.4. Локальный выход-входы по стыку Ethernet соединен входом-выходом с СБШПД 10. Который по радиоканалу подключен каналу сети передачи данных 2 на частоте от 4900 до 6000 МГц. Канал передачи данных 2 на частоте от 27 до 520 МГц подключен УМР 11. Третий вход-вход межсетевого экрана 15 по стыку ВОЛС через соответствующий вход-выход соединен с ВОЛС 3. Четвертый выход-вход межсетевого экрана 15 по стыку Ethernet соединен с входом-выходом управляемого Ethernet коммутатора 20.

Второй выход-вход управляемого Ethernet коммутатора 20 которого по стыку Ethernet соединен с локальным входом-выходом точки доступа Wi-Fi 22.1, выходом-входом к которой по беспроводному каналу Wi-Fi в диапазонах 2,4 ГГц или 5 ГГц подключен защищенный планшет 21.1, выходом-входом который интерфейсным портом USB-C по стыку USB соединен с входом электропитания портативной АКБ 24.1. Видеовыход защищенного планшета 21.1 соединен с информационным кабелем HDMI соединен с первым видеовходом комплекса централизованного управления коммутацией и отображением 30. Третий выход-вход управляемого Ethernet коммутатора 20 соединен с локальным входом-выходом сервера 17, четвертый выход-вход управляемого Ethernet коммутатора 20 по стыку Ethernet соединен с локальным входом-выходом IP телефона 23. Пятый выход-вход соединен с локальным портом пиринговой АТС 18.1, выход-вход по технологии PoE, абонентская линия которой соединена входом-выходом двухпроводным кабелем с терминалом абонентским 19.1, при этом Ethernet коммутатор 20 обеспечивает электропитанием IP телефон 23 и пиринговую АТС 18.1 по технологии PoE.

Шестой выход-вход управляемого Ethernet коммутатора 20 по стыку Ethernet соединен с первым входом-выходом коммутатора ЛВС 25.1, первый выход-вход которого соединен с локальным входом-выходом защищенного МФУ 28.1, второй выход-вход по стыку Ethernet соединены с локальными входами-выходами ПЭВМ 29.1. Третий выход-вход по стыку Ethernet соединены с локальными входами-выходами ПЭВМ 29.2. Видеовыход ПЭВМ 29.2 сигнальным HDMI кабелем соединен выходом со вторым видеовходом комплекса централизованного управления коммутацией и отображением первого входа комплекса централизованного управления коммутацией и отображением 30. Который по стыку USB соединен вторым входом с микрофоном 26, а локальный первый выход-вход по стыку Ethernet соединен с локальным входом-выходом АРМ управления 31. Вторым выходом комплекса 30 по стыку Ethernet соединены с соответствующими входами LED панелей видеостены 27. Сигнальным HDMI кабелем третий видеовход комплекса централизованного управления коммутацией и отображением, комплекс 30 соединен второй выходом-входом с видеовыходом входом-выходом комплекта ЗВКС 32, видеовход которого сигнальным HDMI кабелем соединен с видеокамерой 33. Линейный вход акустической системы 34 соединен с третьим выходом комплекса централизованного управления коммутацией и отображения 30.

Седьмой выход-вход управляемого Ethernet коммутатора 20 по стыку Ethernet соединен с локальным третьим входом-выходом комплекса централизованного

управления коммутацией и отображения 30. Восьмой выход-вход управляемого Ethernet коммутатора 20 соединен с локальным входом-выходом медиаконвертера оптического 12.5, который по стыку ВОЛС соединен первым выходом-входом с канальным первым входом-выходом медиаконвертера оптического 12.6 второго рабочего места 5. Второй выход-вход медиаконвертер 12.6 который по стыку Ethernet соединен первым входом-выходом коммутатора ЛВС 25.2. Первый выход-вход которого соединен с локальным портом второй входа-выхода пиринговой АТС 18.2, при этом коммутатор ЛВС 25.2 обеспечивает электропитанием пиринговую АТС 18.2 по технологии PoE, абонентская линия которой соединена выходом-входом двухпроводным кабелем с входом-выходом терминалом абонентским 19.2. Второй выход-вход коммутатора ЛВС 25.2 по стыку Ethernet соединен с локальным входом-выходом защищенного МФУ 28.2. Третий выход-вход коммутатора ЛВС 25.2 соединен с локальным входом-выходом точки доступа Wi-Fi 22.3, к которой по беспроводному каналу Wi-Fi в диапазонах 2,4 ГГц или 5 ГГц подключен защищенный планшет 21.3. Вход защитного планшета 21.3 который интерфейсным портом USB-C по стыку USB соединен с выходом электропитания портативной АКБ 24.3. Четвертый выход-вход коммутатора ЛВС 25.2 по стыку Ethernet соединен с локальным входом-выходом ПЭВМ 29.3.

Девятым выходом-входом управляемого Ethernet коммутатора 20 по стыку Ethernet соединен с девятым входом-выходом SHDSL модем 13.2. Выход-вход модема 13.2 по стыку HDSL соединен с канальным входом-выходом SHDSL модема 13.3 третьего рабочего места 6, который локальным выходом-входом по стыку Ethernet соединен с первым входом-выходом коммутатора ЛВС 25.3. Первый выход-вход которого соединен с локальным входом-выходом ПЭВМ 29.4. Второй выход-вход соединен с локальным входом-выходом точки доступа Wi-Fi 22.2, к которой по беспроводному каналу Wi-Fi в диапазоне 2,4 ГГц или 5 ГГц подключен защищенный планшет 21.2, который интерфейсным портом USB-C по стыку USB соединен с входом электропитания портативной АКБ 24.2.

3. Заключение

Переносной программно-технический унифицированный комплекс представляет собой современное техническое решение для обеспечения связи и передаче данных вне стационарной инфраструктуры. Его можно рассматривать как универсальный инструмент для организации управления и связи, позволяющий сократить время развертывания КП, а также обеспечения устойчивой работы и предоставления необходимого уровня функциональной автоматизации вне зависимости от условий размещения.

Литература

1. Сальтевский И. В., Лылов Е. В., Полонский Д. С., Гречишников Г. Г. Современные технические решения по автоматизации работы должностных лиц в полевых условиях // «Теория и практика совершенствования отечественных систем связи, автоматизации и информационной безопасности», 2025, том 2, с. 3-10.

References

1. Saltevsky, I. V., Lylov, E. V., Polonskiy, D. S., Grechishnikov, G. G., Modern technical solutions for automating the work of officials in the field // Theory and practice of improving domestic communication, automation and information security systeme, 2025, Vol 2, Pp. 3 – 10.

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ И РАСШИРЕНИЯ ЗОНЫ ПОКРЫТИЯ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ WI-FI

Е.М Васюк, Е.П. Зубов

МИРЭА – Российский технологический университет (РТУ МИРЭА), Москва, Россия

Аннотация. В статье рассматривается актуальная проблема обеспечения стабильного и высокоскоростного беспроводного доступа в условиях современных офисных и жилых помещений. Проведен анализ эволюции стандартов IEEE 802.11, показавший устойчивую тенденцию к росту скорости передачи данных и улучшению спектральной эффективности. Подробно разобраны ключевые технологии, лежащие в основе современных Wi-Fi сетей: MIMO, MU-MIMO и Beamforming, которые позволяют увеличить пропускную способность и надежность связи. В качестве решения проблемы «мертвых зон» и расширения зоны покрытия проанализированы преимущества и недостатки Mesh-систем. Отдельное внимание уделено факторам, негативно влияющим на распространение радиосигнала, включая физические препятствия и электромагнитные помехи, и приведены практические рекомендации по выбору непересекающихся каналов для минимизации интерференции.

Ключевые слова: Wi-Fi, беспроводные сети, стандарты IEEE 802.11, MIMO, Beamforming, Mesh-сети, зона покрытия, помехи.

MODERN METHODS FOR IMPROVING EFFICIENCY AND EXTENDING THE COVERAGE AREA OF WI-FI WIRELESS NETWORKS

E.M. Vasiuk, E. P. Zubov

Institute of Radio Electronics and Informatics, Department of Telecommunications, RTU MIREA, Moscow, Russia

Abstract. This article examines the pressing issue of ensuring stable, high-speed wireless access in modern office and residential environments. An analysis of the evolution of IEEE 802.11 standards demonstrates a steady trend toward increasing data rates and improving spectral efficiency. Key technologies underlying modern Wi-Fi networks—MIMO, MU-MIMO, and Beamforming—are examined in detail, enabling increased throughput and reliability. The advantages and disadvantages of mesh systems are analyzed as a solution to dead zones and coverage expansion. Particular attention is paid to factors negatively impacting radio signal propagation, including physical obstacles and electromagnetic interference, and practical recommendations are provided for selecting non-overlapping channels to minimize interference.

Keywords: Wi-Fi, wireless networks, IEEE 802.11 standards, MIMO, Beamforming, Mesh networks, coverage area, interference.

1. Введение

В современных условиях ведения бизнеса эффективная и надежная беспроводная связь Wi-Fi стала неотъемлемым компонентом инфраструктуры любого здания. Постоянный рост числа подключаемых устройств, увеличение объемов передаваемых данных и использование требовательных к качеству сети приложений, таких как

видеоконференцсвязь и облачные сервисы, предъявляют повышенные требования к производительности, покрытию и безопасности беспроводных сетей.

Проблема слабого сигнала Wi-Fi знакома практически каждому пользователю. Низкий уровень сигнала от роутера проявляется в нестабильном соединении, частых обрывах и полном отсутствии интернета в отдельных зонах. Особенно остро эта трудность ощущается в помещениях большой площади: в частных и загородных домах, на территориях баз отдыха, а также в многокомнатных квартирах. В данной статье мы рассмотрим наиболее эффективные способы решения этой проблемы. Рассмотрим современные стандарты, а также различные технологии, с помощью которых можно подобрать оптимальный вариант для построения беспроводной сети.

2. Стандарты Wi-Fi

Беспроводные сети Wi-Fi, основанные на стандартах IEEE 802.11 [1], являются ключевым элементом современной инфраструктуры связи. За последние два десятилетия стандарты Wi-Fi претерпели значительные изменения, что позволило существенно увеличить скорость передачи данных, улучшить стабильность соединения и расширить функциональные возможности сетей. Рассмотрим основные этапы развития стандартов Wi-Fi.

IEEE 802.11a – один из первых стандартов, принятый в 1999 году. Он использует частотный диапазон 5 ГГц и обеспечивает скорость передачи данных до 54 Мбит/с. Основным преимуществом этого стандарта является меньшая загруженность диапазона 5 ГГц по сравнению с 2,4 ГГц, что снижает уровень помех. Однако из-за более короткого радиуса действия сигнала и сложности проникновения через стены он не получил широкого распространения в офисных зданиях.

IEEE 802.11b – также появился в 1999 году, но работает в диапазоне 2,4 ГГц. Он обеспечивает скорость до 11 Мбит/с и имеет больший радиус действия по сравнению с 802.11a. Этот стандарт стал популярным благодаря своей простоте и низкой стоимости оборудования, однако его недостатком является высокая подверженность помехам от других устройств, работающих в том же диапазоне.

IEEE 802.11g – принят в 2003 году и является улучшенной версией 802.11b. Он также работает в диапазоне 2,4 ГГц, но обеспечивает скорость до 9 54 Мбит/с. Этот стандарт обратно совместим с 802.11b, что сделало его популярным для использования в офисах и домах.

IEEE 802.11n – стандарт, утвержденный в 2009 году, стал значительным шагом вперед в развитии Wi-Fi. Он поддерживает работу в диапазонах 2,4 ГГц и 5 ГГц, а также использует технологию MIMO (Multiple Input Multiple Output), что позволяет увеличить скорость передачи данных до 600 Мбит/с. Благодаря улучшенной стабильности и пропускной способности, 802.11n стал основным стандартом для офисных сетей на долгие годы.

IEEE 802.11ac – стандарт, принятый в 2013 году, работает исключительно в диапазоне 5 ГГц и обеспечивает скорость до нескольких Гбит/с. Он использует более широкие каналы (до 160 МГц) и улучшенные версии технологий MIMO и Beamforming, что позволяет увеличить пропускную способность и улучшить покрытие в офисных зданиях. 802.11ac стал стандартом для современных офисных сетей, где требуется высокая скорость и стабильность соединения.

IEEE 802.11ax (Wi-Fi 6) – стандарт, утвержденный в 2019 году, представляет собой следующее поколение Wi-Fi. Он работает в диапазонах 2,4 ГГц и 5 ГГц и обеспечивает скорость до 9,6 Гбит/с. Основными нововведениями являются технология OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), которая позволяет более эффективно использовать спектр, и улучшенная поддержка MU-MIMO (Multi-User MIMO). Эти

технологии делают 802.11ax идеальным выбором для офисных зданий с большим количеством подключенных устройств.

IEEE 802.11be (Wi-Fi 7) – это будущий стандарт, который находится в стадии разработки. Ожидается, что он будет поддерживать скорости до 30 Гбит/с и использовать диапазоны 2,4 ГГц, 5 ГГц и 6 ГГц. Основными улучшениями станут еще более широкая полоса пропускания, улучшенная поддержка MU-MIMO и более высокая энергоэффективность. Этот стандарт будет особенно полезен для офисных зданий с высокими требованиями к скорости и надежности сети.

Таким образом, развитие стандартов Wi-Fi направлено на увеличение скорости передачи данных, улучшение стабильности соединения и повышение эффективности использования спектра. Современные стандарты, такие как 802.11ac и 802.11ax, уже широко используются в офисных зданиях, а будущий стандарт 802.11be обещает стать новым этапом в развитии беспроводных сетей.

3. MIMO, MU-MIMO И BEAMFORMING В СТАНДАРТАХ WI-FI

Технология множественного ввода - множественного вывода (MIMO) стала ключевым фактором повышения пропускной способности беспроводных сетей Wi-Fi. В [2] подробно разбираются ключевые технологии MIMO, такие как пространственное мультиплексирование, направленная передача (Beamforming) и выбор антенн, которые позволяют оптимизировать использование радиоканала. MIMO стала ключевым инструментом для повышения пропускной способности и спектральной эффективности в условиях дефицита радиочастотного спектра.

В стандарте IEEE 802.11n, технология MIMO позволяет увеличить скорость передачи данных за счет использования нескольких антенн для одновременной передачи нескольких потоков данных.

Стандарт IEEE 802.11ac расширил возможности MIMO, увеличив число пространственных потоков до 8. Кроме того, в 802.11ac была внедрена технология многопользовательского MIMO (MU-MIMO), позволяющая точке доступа одновременно обслуживать несколько клиентов, выделяя каждому из них свой пространственный поток. Это значительно повышает эффективность использования спектра в условиях высокой плотности пользователей [3].

Технология Beamforming (формирование диаграммы направленности) также играет важную роль в повышении производительности Wi-Fi. Beamforming позволяет точке доступа концентрировать энергию сигнала в направлении конкретного клиента, что увеличивает дальность связи и скорость передачи данных. Существует два основных типа Beamforming: явный (explicit) и неявный (implicit). В явном Beamforming приемник передает точке доступа информацию о канале, которая используется для оптимизации диаграммы направленности. В неявном Beamforming точка доступа оценивает канал на основе обратных сигналов от приемника [2].

В стандарте IEEE 802.11ax (Wi-Fi 6) технологии MU-MIMO и Beamforming получили дальнейшее развитие. В частности, была увеличена эффективность MU-MIMO за счет использования технологии OFDMA (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access), которая позволяет разделить канал на несколько подканалов и выделять их разным пользователям. Это позволяет более гибко управлять ресурсами сети и повысить пропускную способность в условиях высокой загрузки [3].

В заключение, технологии MIMO, MU-MIMO и Beamforming являются ключевыми факторами повышения производительности и эффективности современных беспроводных сетей Wi-Fi. В стандартах 802.11n, 802.11ac и 802.11ax эти технологии получили широкое распространение и продолжают развиваться, обеспечивая все более высокую скорость и надежность беспроводного доступа.

4. MESH-СЕТИ: ОСОБЕННОСТИ, ПРЕИМУЩЕСТВА И НЕДОСТАТКИ

В условиях постоянно растущей потребности в беспроводном доступе и расширении охвата сетей всё большую актуальность приобретают Mesh-сети. Одним из ключевых преимуществ Mesh-сетей является их отказоустойчивость. Благодаря множеству соединений между узлами, трафик может быть перенаправлен в обход неисправных участков сети, обеспечивая непрерывность связи.

Важным преимуществом является масштабируемость: добавление новых узлов в Meshсеть происходит достаточно просто и не требует сложной настройки, поскольку сеть автоматически перестраивается для включения новых устройств.

Несмотря на свои преимущества, Mesh-сети имеют и недостатки. Одним из основных является потенциально более высокая задержка при передаче данных по сравнению с традиционными сетями. Это связано с тем, что трафик может проходить через несколько узлов, прежде чем достигнет пункта назначения.

5. РАЗЛИЧНЫЕ ВЛИЯНИЕ НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОСИГНАЛА

Качество Wi-Fi-сигнала серьезно страдает от физических препятствий. Стены, мебель и металлические конструкции поглощают или отражают радиоволны, что может приводить к потере связи. Особенно сильно мешают сигналу в городах многоэтажки с железобетонными стенами, а внутри помещений — зеркала и тонированные стекла. Даже человек ослабляет сигнал примерно на 3 дБ.

Ниже показана таблица 1 потери эффективности сигнала Wi-Fi при прохождении через различные среды [4].

Таблица 1. Потери эффективности сигнала Wi-Fi

Препятствие	Дополнительные потери (dB)	Эффективное расстояние
Открытое пространство	0	100%
Окно без тонировки (отсутствует металлизированное покрытие)	3	70%
Окно с тонировкой (металлизированное покрытие)	5-8	50%
Деревянная стена	10	30%
Межкомнатная стена (15,2 см)	15-20	15%
Несущая стена (30,5 см)	20-25	10%
Бетонный пол/потолок	15-25	10-15%
Монолитное железобетонное перекрытие	20-25	10%

На открытом пространстве радиус действия Wi-Fi достигает 200 метров. Однако каждая межкомнатная стена уменьшает зону покрытия примерно до 15% от предыдущего значения. На открытой местности негативное влияние оказывают особенности ландшафта (холмы, лесные массивы), а также атмосферные явления, такие как дождь, гроза или снегопад, которые способны снизить производительность беспроводной сети.

К бытовым приборам и устройствам, которые часто становятся причиной помех для Wi-Fi, относятся [4]:

1. Микроволновые печи (СВЧ): создают наиболее сильные помехи, поскольку работают в том же частотном диапазоне 2,4 ГГц.

2. Устройства с беспроводной связью: детские радионяни, беспроводные телефоны, динамики и Bluetooth-гарнитуры, особенно старых моделей.

3. Электродвигатели: используются в кухонной технике (блендеры, миксеры), пылесосах, фенах и другой мелкой бытовой технике.

4. Устройства с ЭЛТ: старые мониторы и телевизоры с электронно-лучевой трубкой.

5. Внешние источники помех: мощные источники электромагнитного излучения, такие как линии электропередач и трансформаторные подстанции.

Wi-Fi-устройства подвержены воздействию даже небольших помех, которые создаются другими устройствами, работающими в том же частотном диапазоне.

В беспроводных сетях используются два частотных диапазона — 2,4 ГГц и 5 ГГц, причём выбор стандарта (802.11a/b/g/n) определяет, в каком из них работает сеть. Важно помнить, что разрешённые каналы и правила их использования различаются по странам. В частности, в диапазоне 2,4 ГГц из-за тесного расположения каналов (с интервалом всего 5 МГц) устройство, работающее на одном канале, создаёт сильные помехи для нескольких соседних. Например, канал 6 значительно влияет на каналы 5 и 7. Чтобы полностью избежать взаимных помех, необходимо, чтобы между несущими частотами каналов был интервал не менее 25 МГц, что эквивалентно пяти каналам.

Для минимизации взаимных помех и конфликтов в беспроводных сетях, работающих в одной зоне покрытия, рекомендуется настраивать точки доступа на непересекающиеся каналы. Для стандарта 802.11n при ширине канала 20 МГц такими каналами являются 1, 6 и 11, а при использовании более широкого канала 40 МГц — каналы 3 и 11.

6. Заключение

Проведенное исследование позволяет сделать вывод о том, что задача построения эффективной и надежной беспроводной сети требует комплексного подхода. Эволюция стандартов Wi-Fi, от 802.11a до перспективного 802.11be (Wi-Fi 7), обеспечивает необходимый фундамент в виде растущих скоростей и улучшенной управляемости трафиком. Однако для реализации этого потенциала на практике критически важны современные технологии, такие как MIMO и Beamforming, которые оптимизируют работу сети в условиях множества одновременных подключений.

Для борьбы с ограниченной зоной покрытия и «мертвыми зонами» эффективным решением являются масштабируемые и отказоустойчивые Mesh-системы, хотя их внедрение может быть сопряжено с некоторым увеличением задержки.

Понимание факторов, влияющих на распространение сигнала — от типа строительных материалов до бытовых источников помех, — позволяет на этапе планирования минимизировать их негативное воздействие за счет грамотного размещения оборудования и настройки непересекающихся каналов.

Литература

1. Dmitri IEEE Std 802.11-2020. Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications : standard / The Institute of Electrical and Electronics Engineers. – New York : IEEE, 2020. – 5365 p.
2. Бакулин, М. Г. Применение технологии MIMO в современных системах беспроводной связи разных поколений / М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделин, Д. Ю. Панкратов // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2021. – Т. 15, № 4. – С. 4-12. – DOI 10.36724/2072-8735-2021-15-4-4-12. – EDN FPZEGW.

3. Панкратов, Д. Ю. Применение технологии MIMO для улучшений характеристик физического уровня беспроводных сетей Wi-Fi / Д. Ю. Панкратов, А. В. Пахомова // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. – 2024. – Т. 16, № 3. – С. 55-61. – DOI 10.36724/2409- 5419-2024-16-3-55-61. – EDN UEAIEZ
4. https://dzen.ru/a/X2TNJsgzhGodGsvc (дата обращения 15.11.2025)

REFERENCES

1. IEEE Std 802.11-2020. Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. New York: IEEE, 2020. - 5365 p.
2. Bakulin, M. G., Krejndelin, V. B., Pankratov, D. Yu. Application of MIMO technology in modern wireless communication systems of different generations. // T-Comm: Telecommunications and Transport, 2021, Vol. 15, No. 4. - Pp. 4-12. DOI 10.36724/2072-8735-2021-15-4-4-12.
3. Pankratov, D. Yu., Pakhomova, A. V. Application of MIMO technology for improving the characteristics of the physical layer of Wi-Fi wireless networks. // Science-Intensive Technologies in Space Research of the Earth, 2024, Vol. 16, No. 3. - Pp. 55-61. DOI 10.36724/2409-5419-2024-16-3-55-61.
4. https://dzen.ru/a/X2TNJsgzhGodGsvc, accessed: 15.11.2025.

ПОДСИСТЕМА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМЫХ И АВТОНОМНЫХ НЕОБИТАЕМЫХ ПОДВОДНЫХ АППАРАТОВ

И. А. Байгутлина, П. А. Замятин

ООО «Научно-производственный центр беспилотных авиационных систем и робототехнических комплексов», Ковров, Россия

Аннотация. Описано применение спутниковой связи для функционирования телеуправляемых и автономных необитаемых подводных аппаратов. Рассмотрение выполнено, в первую очередь, применительно к проекту создания подводного дрона института ЛаПлаз НИЯУ МИФИ. Показаны варианты применения спутниковой связи для штатного режима функционирования и в аварийной ситуации. Приведены разновидности передаваемой информации. Представлены варианты технической реализации подсистемы спутниковой связи. Описаны процессы по подготовке и проведению испытаний.

Ключевые слова: спутниковая связь, спутниковый сервис, необитаемый подводный аппарат, подводный дрон, аварийная ситуация.

SUBSYSTEM OF SATELLITE COMMUNICATION OF REMOTE-CONTROLLED AND AUTONOMOUS UNINHABITED UNDERWATER VEHICLES

I. A. Baygutlina, P. A. Zamyatin

Research and Production Center for Unmanned Aerial Systems and Robotic Complexes, Kovrov, Russia

Abstract. The application of satellite communications for the operation of remote-controlled and autonomous uninhabited underwater vehicles is described. The review was carried out, first of all, in relation to the project of creating an underwater drone at the LaPlace Institute of the National Research Nuclear University MEPhI. The options for using satellite communications for normal operation and in an emergency situation are shown. The types of transmitted information are given. The variants of the technical implementation of the satellite communication subsystem are presented. The processes for the preparation and conduct of tests are described.

Keywords: satellite communications, satellite service, uninhabited underwater vehicle, underwater drone, emergency.

1. Введение

Настоящий материал подготовлен в рамках анализа перспективных направлений последующего развития при выполнении проекта создания подводного дрона (телеуправляемого необитаемого подводного аппарата – ТНПА) студенческого научного общества НИЯУ МИФИ (институт ЛаПлаз, проектная команда учебной группы Б24-202, руководитель работ – Е. В. Поганов). Рассматриваемые решения базируются на существующих и перспективных спутниковых технологиях и сервисах. Предполагается создание унифицированных модулей для различных типов НПА и сценариев их применения.

Наиболее известные способы организации связи с подводными лодками представлены на рисунке 1.

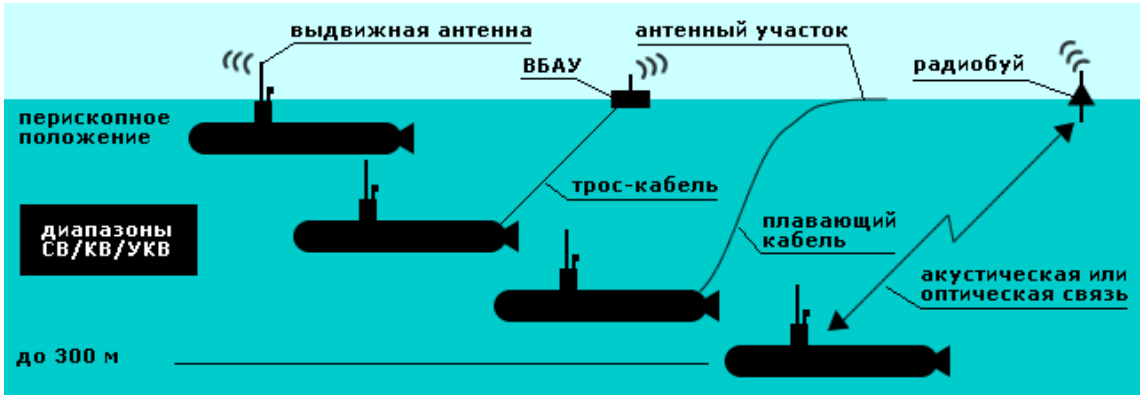


Рис. 1. Некоторые варианты организации связи для подводных лодок (ВБАУ – выпускаемое буксируемое антенное устройство)

2. Демонстратор необитаемого подводного аппарата

В текущий момент проект направлен на создание демонстратора телеуправляемого необитаемого подводного аппарата для дальнейшего перехода к созданию полноценных подводных дронов.

Демонстратор оснащён шестью независимыми двигательными установками на базе бесколлекторных электродвигателей и имеет шесть степеней свободы. Управление дроном и передача информации полезной нагрузки выполняется по медному кабелю UTP (интерфейсы IEEE 802.3 и RS-485). В качестве полезной нагрузки применяются оптоэлектронные средства видимого спектра, которые могут работать совместно с бортовыми прожекторами.

Для организации связи рассматривается возможность применения геостационарных и низкоорбитальных космических аппаратов. Изучается, в том числе, возможность применения шумоподобных сигналов (ШПС). Для геостационарных спутников предусматривается обязательная ориентация антенной системы по азимуту и углу места.

Рассматриваются несколько вариантов реализации подсистемы спутниковой связи (ПСС).

В традиционном варианте предполагается, что ПСС размещается в ВБАУ, соединённом с НПА кабелем для электроснабжения и передачи данных и содержащем приёмник сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). При работе из подводного состояния ПСС выпускается на поверхность, после окончания сеанса связи ПСС возвращается на НПА (рисунок 2).

В случае возникновения аварийной ситуации, при которой глубина погружения аппарата превышает длину кабеля, происходит отсоединение ПСС от НПА и свободное всплытие ПСС на поверхность. Далее по сигналам ГНСС производится определение текущих координат и передача их по спутниковому каналу совместно с информацией о возникшей аварийной ситуации.

Вторым вариантом исполнения ПСС является использование привязных мультикоптеров («квазимачт»). При подготовке к сеансу связи контейнер с «квази-мачтой» выпускается на поверхность, после чего мультикоптер поднимается на рабочую высоту и устанавливает соединение через выбранный космический аппарат (рисунок 3).

Третий вариант исполнения предусматривает применение свободнолетающего ретранслятора, который по оптическому или радиоканалу устанавливает соединение с оставшимся на поверхности контейнером (рисунок 4).

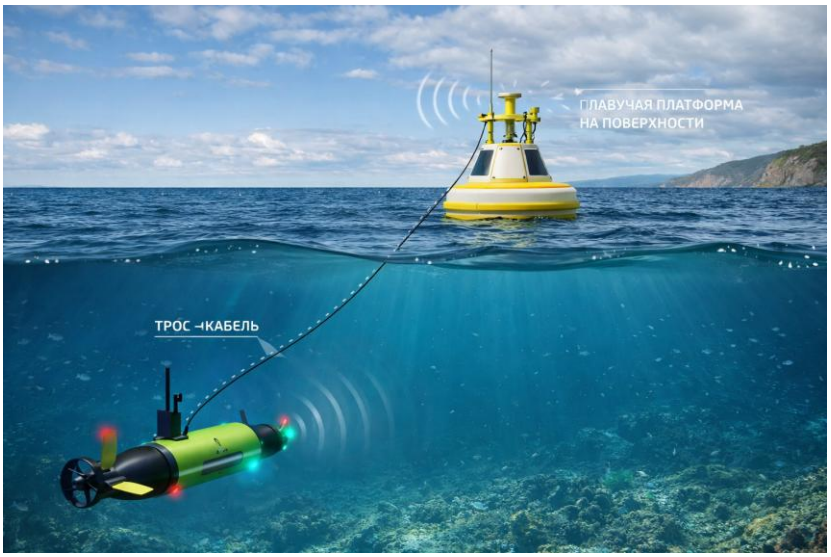


Рис. 2. Первый вариант реализации ПСС

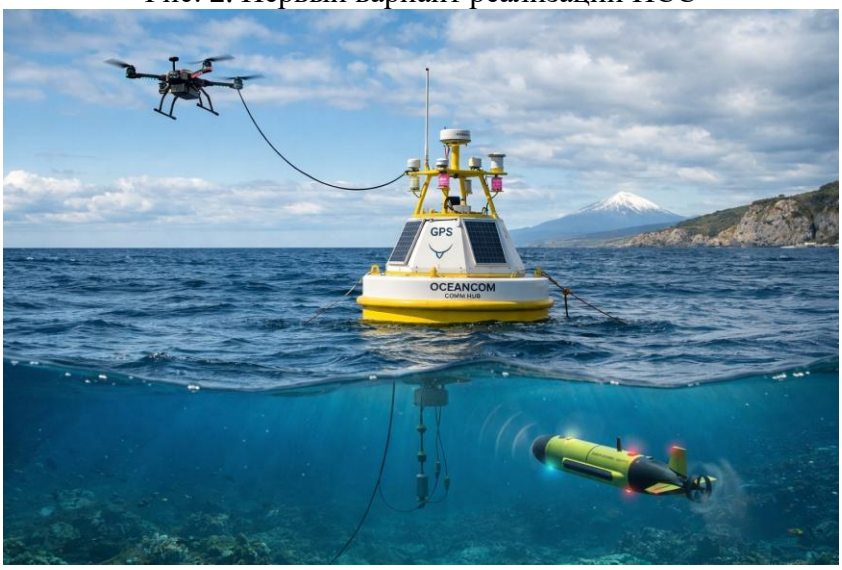


Рис. 3. Второй вариант реализации ПСС («квазимачта»)

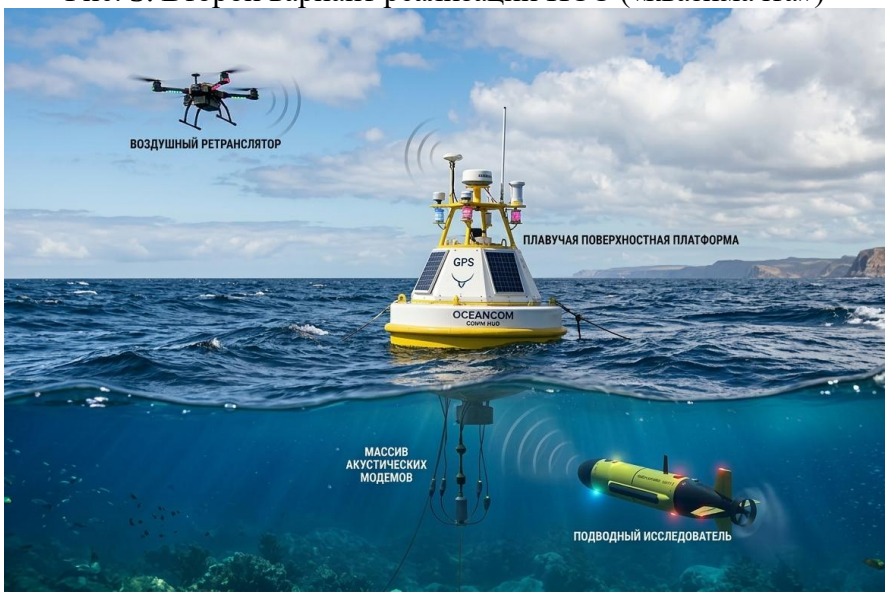


Рис. 4. Третий вариант реализации ПСС
(свободнолетающий БПЛА-ретранслятор)

В качестве свободнолетающего ретранслятора могут быть использованы аппараты различных типов, например:

– БПЛА коптерного типа;

– БПЛА самолётного типа;

– дирижабли;

– аэростаты;

– псевдоспутники.

Рассматривается, в том числе, возможность применения для организации связи различных mesh-технологий.

3. Сценарии использования сервиса

Предполагается три основных варианта использования спутниковых сервисов:

– из надводного положения после всплытия на поверхность;

– из подводного положения в режиме штатного функционирования;

– из подводного положения при возникновении аварийной ситуации.

С борта НПА на пункт управления может передаваться информация полезной нагрузки НПА (различные датчики и оптоэлектронные системы), телеметрическая информация о состоянии подсистем, координатная информация.

От пункта управления на борт НПА могут быть переданы команды управления, обновления программного обеспечения, координатно-временные поправки для высокоточной спутниковой навигации. Также координатно-временные поправки для высокоточной навигации могут передаваться напрямую от поставщика услуг, минуя использование пункта управления.

4. Процессы по подготовке и организации испытаний

При проектировании процессов по организации и проведению испытаний предлагаемого решения для необитаемых подводных аппаратов учитывается, что одной из наиболее важных задач является обеспечение кибербезопасности жизненного цикла изделий [1–4].

Тиражируемость проводимых работ предполагается обеспечить путём введения в производственные процессы открытых подходов [5–8].

Для достижения максимальной отдачи от выполняемых проектных работ предлагается проводить соответствующие мероприятия в области социокультурного совершенства [9–12].

Обеспечение воспроизводимости, эффективности и достижения непрерывного совершенствования основных используемых процессов целесообразно внедрять интегрированные системы качества [13–17].

Для обеспечения стандартизации [18–21] и сертификации [22–25] предлагается реализация комплекса соответствующих мероприятий.

Переход к использованию цифровых моделей и двойников [26–29] позволит обеспечить максимальную цифровизацию изделий и сервисов, учесть современные тенденции и национальные приоритеты.

Оценка современных тенденций развития предметной области на этапе анализа [30–33] обеспечивает определение первоочередных направлений для реализации в рамках выполнения проекта.

Поскольку описываеые работы выполняются с использованием радиочастотных средств для обеспечения функционирования (навигации, передачи информации полезной нагрузки, управления, мониторинга и т. п.), в рассмотрение должны быть введены вопросы использования радиочастотного спектра [34, 35] и его системного контроля [36].

5. Заключение

Подсистема спутниковой связи значительно расширяет функциональность и увеличивает автономность НПА. При этом, за счёт возможности отправки телеметрии, информации о местоположении и аварийных сигналов НПА, существенно повышается и безопасность эксплуатации подводных дронов.

Учитывая, что Россия является морской державой, и общая протяжённость её морских границ составляет более 38000 км, разрабатываемые решения могут быть использованы, в том числе, в целях повышения обороноспособности страны и исследования подводных территорий для проверки на безопасность.

Одним из возможных направлений использования описанных решений являются НПА в составе Сетецентрической системы мониторинга и обеспечения безопасности морских объектов РФ (СЦС МОБ). При использовании в составе СЦС МОБ функциональность НПА может быть самой различной: мониторинг состояния объекта, мониторинг состояния среды, обнаружение попыток несанкционированного использования технических средств и т.п. Отдельного рассмотрения заслуживает применение НПА в качестве носителей дронов-перехватчиков различного типа для противодействия существующим угрозам.

Литература

1. Замятин А. Ю. Кибербезопасность робототехнических комплексов // Славянский форум. – 2022. – № 2 (36). – С. 307-317.
2. Замятин А. Ю., Швец С. В. Обеспечение кибербезопасности на всех этапах жизненного цикла беспилотных авиационных систем // Славянский форум. – 2023. – № 3 (34). – С. 382–400.
3. Байгутлина И. А., Замятин А. Ю. Кибербезопасность беспилотных авиационных систем // Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ (г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2023. – Т. 1. – С. 91–101.
4. Шевырёв А. В., Замятин А. Ю. Концептуальные аспекты информационного противоборства // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. – 2017. – С. 1128-1137.
5. Безъязычный В. Ф., Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. О видении машиностроительного предприятия новой экономики. 1. Исходные концепты и принципы // Справочник. Инженерный журнал. Приложение. – 2018. – № S6. – С. 3–11.
6. Безъязычный В. Ф., Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. О видении машиностроительного предприятия новой экономики. 2. Информационно-параметрический образ // Справочник. Инженерный журнал. Приложение. – 2018. – № S6. – С. 13–24.
7. Безъязычный В. Ф., Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. Инновационный элемент мегасистемы качества и конкурентоспособности производственного предприятия // Справочник. Инженерный журнал с приложением. – 2013. – № 4 (193). – С. 49–56.
8. Замятин В. Ю., Замятин А. Ю. Модельное представление метасистемы научно-технического обеспечения качества и конкурентоспособности продукции машиностроительного комплекса // Справочник. Инженерный журнал с приложением. –2015. – № 10 (223). – С. 41–46.

9. Замятин В. Ю., Замятин А. Ю. Модель метасистемы социокультурного совершенства машиностроительного комплекса. Часть 1 // Методы менеджмента качества. – 2015. – № 1. – С. 38–44.
10. Замятин В. Ю., Замятин А. Ю. Модель метасистемы социокультурного совершенства машиностроительного комплекса. Часть 2 // Методы менеджмента качества. – 2015. – № 2. – С. 32–38.
11. Безъязычный В. Ф., Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. Символьно-индикационная модель системы социокультурного совершенства машиностроительного комплекса // Справочник. Инженерный журнал. – № 8 (269). – 2019. – С. 41-47.
12. Безъязычный В. Ф., Иванова И. В., Замятин В. Ю., Замятин А. Ю. Принципы-паттерны и методология внутренней интеграции социально-экономических и научно-технических компонентов «умного менеджмента» машиностроительного объединения «мирового класса» // Справочник. Инженерный журнал. – № S2. – 2019. – С. 11–24.
13. Безъязычный В. Ф., Замятин А. Ю., Замятин В. Ю., Иванова И. В. О подготовке участников локальной внутрикорпоративной интеграции систем и элементов менеджмента в машиностроении // Справочник. Инженерный журнал. – № S2. – 2019. – С. 1–10.
14. Безъязычный В. Ф., Иванова И. В., Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. Вербальная модель научно-технического обеспечения качества, потребительской ценности и конкурентоемкости машиностроительной продукции // Справочник. Инженерный журнал. – № 5 (266). – 2019. – С. 32–39.
15. Безъязычный В. Ф., Иванова И. В., Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. Структурно-лингвистические модели научно-технического обеспечения качества, потребительской ценности и конкурентоемкости машиностроительной продукции // Справочник. Инженерный журнал. – № 6 (267). – 2019. – С. 30–36.
16. Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. Отказ от СМК, или машиностроение по-новому // Методы менеджмента качества. – 2018. – № 7. – С. 44–48.
17. Bezyazychny V. F., Zamyatin V. Yu., Zamyatin A. Yu. Project of megasystem of quality and competitiveness for industrial enterprises understanding and structural criteria of basic categories // Сборка в машиностроении, приборостроении. – 2013. – № 9. – С. 19–26.
18. Замятин А. Ю., Замятин В. Ю., Замятин Ю. П. Основы технического регламентирования и национальной стандартизации. – Рыбинск: РГАТА, 2008. – 190 с.
19. Иванова И. В., Замятин А. Ю., Киселев Э. В. Интегрированные системы менеджмента. Построение, функционирование, оценка локальных интегрированных систем менеджмента. – Рыбинск: РГАТУ имени П. А. Соловьева, 2020. – 76 с.
20. Иванова И. В., Замятин А. Ю., Киселев Э. В. Основы интегрированных систем менеджмента. – Рыбинск: РГАТУ имени П. А. Соловьева, 2020. – 172 с.
21. Замятин А. Ю., Замятин В. Ю., Иванова И. В. Введение в коммуникацию при управлении качеством. – СПб. : ООО «Свое издательство», 2019. – 56 с.
22. Замятин А. Ю., Замятин В. Ю., Замятин Ю. П. Проектно-ориентированная база создания трибокомплекса новой экономики и его мегасистемы качества и конкурентоспособности. Книга – Посвящение 3. Метасистема научно-исследовательского обеспечения MSнио. – СПб: Своё издательство, 2017. – 764 с.
23. Дыбля А. Ю. и др. Создание ретранслятора на БПЛА / А. Ю. Дыбля, М. Е. Бояров, Д. А. Деревянкин, А. Б. Давыдов, А. Ю. Замятин // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвящённой памяти Б. Я. Осипова (г. Воронеж, 27-29 сентября 2022 года) : в 6. т. /

Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2022. – Т. 2. – С. 256–264.
24. Замятин А. Ю., Замятин В. Ю., Киселёв Э. В. Основы коммуникации при решении проблем качества и конкурентоёмкости продукции. Монография. В 3-х кн. Кн. 1. Социально-экономический фон. – Санкт-Петербург: Своё издательство, 2019. – 724 с.
25. Замятин А. Ю., Замятин В. Ю. Модели мегасистемы качества и конкурентоспособности трибокомплекса и ее метасистем $SS_{ЧКИНТ}$, $SS_{СКСШ}$, $SS_{ОУОБ}$, $SS_{ИКОБ}$. – СПб. : Невская Лавра, 2014. – 450 с.
26. Байгутлина И. А., Замятин А. Ю. Некоторые аспекты создания региональных и национальных телекоммуникационных сетей и сервисов // Информационные ресурсы России. – 2005. – № 1(83). – С. 2.
27. Замятин А. Ю., Байгутлина И. А., Замятина А. А. Информационные технологии в управлении корпорацией. Оптимизация работы IT-подразделений // Менеджмент сегодня. – 2006. – № 5. – С. 314–325.
28. Замятин А. Ю. Организация разработки, производства и сервисного сопровождения средств обнаружения и подавления робототехнических комплексов // Славянский форум. – 2022. – № 3(37). – С. 423–433.
29. Бояров М. Е. и др. Оценка влияния цифровизации на показатели применения отечественной электронной компонентной базы в беспилотных авиационных системах и средствах их наземного управления / М. Е. Бояров, А. Ю. Замятин, А. В. Толстиков // Славянский форум. – 2023. – № 4 (35). – С. 367–384.
30. Замятин А. Ю. Организация связи внутри роя и между роями робототехнических комплексов // Славянский форум. – 2022. – № 3 (37). – С. 174–184.
31. Андреев И. П., Замятин А. Ю., Иванов А. В. Особенности выполнения НИР «Комплексные исследования методов и технологий применения отечественной электронной компонентной базы в беспилотных авиационных системах и средствах их наземного управления» // Славянский форум. – 2023. – № 3 (34). – С. 428–455.
32. Бояров М. Е. и др. Исследование вариантов применения специализированных технических средств для обеспечения безопасной эксплуатации беспилотных авиационных систем / М. Е. Бояров, А. Ю. Замятин, В. Ю. Замятин, С. В. Швец // Славянский форум. – 2023. – № 4 (35). – С. 346–366.
33. Байгутлина И. А. и др. Использование ресурсов перспективной низкоорбитальной спутниковой системы связи «Марафон IoT» для организации информационного взаимодействия гетерогенных робототехнических комплексов / И. А. Байгутлина, М. Е. Бояров, А. Ю. Замятин, В. Ю. Замятин, А. В. Толстиков // Славянский форум. – 2024. – № 1 (43). – С. 266–283.
34. Литвинов А. В. и др. Конверсия радиочастотного спектра. Вопросы технического регулирования / А. В. Литвинов, И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин, Е. Ф. Лядова. – М. : ООО «Сам полиграфист», 2019. – 124 с.
35. Литвинов А. В. и др. Конверсия радиочастотного спектра. Вопросы электромагнитной совместимости / А. В. Литвинов, А. В. Зайковский, А. Ю. Замятин, Е. Ф. Лядова, К. В. Яковлев. – М. : ООО «Сам полиграфист», 2019. – 48 с.
36. Литвинов А. В. и др. Контроль конверсии радиочастотного спектра / А. В. Литвинов, И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин, Е. Ф. Лядова. – М. : Научно-техническое издательство «Горячая линия–Телеком», 2019. – 212 с.

REFERENCES

1. Zamyatin A. Yu. Cybersecurity of robotic complexes // Slavic Forum. – 2022. – № 2 (36). – Pp. 307–317.
2. Zamyatin A. Yu., Shvets S. V. Ensuring cybersecurity at all stages of the life cycle of unmanned aircraft systems // Slavic Forum. – 2023. – № 3 (34). – Pp. 382–400.
3. Baigutlina I. A., Zamyatin A. Yu. Cybersecurity of unmanned aircraft systems // Radar, navigation, communications : proceedings of the XXIX International Scientific and Technical Conference dedicated to the 70th anniversary of the Department of Radiophysics of the VSU (Voronezh, April 18-20, 2023) : in 5 volumes / Voronezh State University ; JSC Concern «Constellation». – Voronezh : VSU Publishing House, 2023. – Vol. 1. – Pp. 91–101.
4. Shevyrev A. V., Zamyatin A. Yu. Conceptual aspects of information warfare // In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. – 2017. – Pp. 1128–1137.
5. Bezyazychny V. F., Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. On the vision of the machine-building enterprise of the new economy. 1. Initial concepts and principles // Handbook. Engineering magazine. Application. – 2018. – № S6. – Pp. 3–11.
6. Bezyazychny V. F., Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. On the vision of the machine-building enterprise of the new economy. 2. Information-parametric image // Handbook. Engineering magazine. Application. – 2018. – № S6. – Pp. 13–24.
7. Bezyazychny V. F., Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. An innovative element of the megasystem of quality and competitiveness of a manufacturing enterprise // Guide. Engineering magazine with an appendix. – 2013. – № 4 (193). – Pp. 49–56.
8. Zamyatin V. Yu., Zamyatin A. Yu. Model representation of the metasystem of scientific and technical quality assurance and competitiveness of machine-building complex products // Handbook. An engineering magazine with an appendix. – 2015. – № 10 (223). – Pp. 41–46.
9. Zamyatin V. Yu., Zamyatin A. Yu. Model of the meta-system of socio-cultural perfection of the machine-building complex. Part 1 // Methods of quality management. – 2015. – № 1. – Pp. 38–44.
10. Zamyatin V. Yu., Zamyatin A. Yu. Model of the meta-system of socio-cultural perfection of the machine-building complex. Part 2 // Methods of quality management. – 2015. – № 2. – Pp. 32–38.
11. Bezyazychny V. F., Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. Symbolic and indicative model of the system of socio-cultural perfection of the machine-building complex // Handbook. Engineering magazine. – № 8 (269). – 2019. – Pp. 41–47.
12. Bezyazychny V. F., Ivanova I. V., Zamyatin V. Yu., Zamyatin A. Yu. Principles-patterns and methodology of internal integration of socio-economic and scientific-technical components of «smart management» of the world-class machine-building association // Handbook. Engineering magazine. – № S2. – 2019. – Pp. 11–24.
13. Bezyazychny V. F., Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu., Ivanova I. V. On the preparation of participants in the local intracorporate integration of management systems and elements in mechanical engineering // Handbook. Engineering magazine. – № S2. – 2019. – Pp. 1–10.
14. Bezyazychny V. F., Ivanova I. V., Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. Verbal model of scientific and technical quality assurance, consumer value and competitiveness of machine-building products // Handbook. Engineering magazine. – № 5 (266). – 2019. – Pp. 32–39.
15. Bezyazychny V. F., Ivanova I. V., Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. Structural and linguistic models of scientific and technical quality assurance, consumer value and

competitiveness of machine-building products // Handbook. Engineering magazine. – № 6 (267). – 2019. – Pp. 30–36.
16. Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. Rejection of QMS, or mechanical engineering in a new way // Methods of quality management. – 2018. – № 7. – pp. 44–48.
17. Bezyazychny V. F., Zamyatin V. Yu., Zamyatin A. Yu. Project of megasystem of quality and competitiveness for industrial enterprises understanding and structural criteria of basic categories // Assembly in mechanical engineering, instrumentation. – 2013. – № 9. – Pp. 19–26.
18. Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu., Zamyatin Yu. P. Fundamentals of technical regulation and national standardization. – Rybinsk: RGATA, 2008. – 190 p.
19. Ivanova I. V., Zamyatin A. Yu., Kiselev E. V. Integrated management systems. Building, functioning, and evaluation of local integrated management systems. – Rybinsk: Russian State Technical University named by P. A. Solovyov, 2020. – 76 p.
20. Ivanova I. V., Zamyatin A. Yu., Kiselev E. V. Fundamentals of integrated management systems. – Rybinsk: Russian State Technical University named by P. A. Solovyov, 2020. – 172 p.
21. Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu., Ivanova I. V. Introduction to communication in quality management. – St. Petersburg : Svoie Publishing House LLC, 2019. – 56 p.
22. Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu., Zamyatin Yu. P. Design-oriented base for creating a tribocomplex of the new economy and its megasystem of quality and competitiveness. The book is a Dedication 3. The metasystem of the MSnio research support. – St. Petersburg: Svoje publishing house, 2017. – 764 p.
23. Dyblya A. Yu. et al. Creation of a repeater on a UAV / A. Y. Dyblya, M. E. Boyarov, D. A. Derevyankin, A. B. Davydov, A. Y. Zamyatin // Radar, navigation, communications: proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to the memory of B. Ya. Osipov (Voronezh, September 27-29, 2022) : at 6. t. / Voronezh State University; JSC Concern «Constellation». Voronezh : VSU Publishing House, 2022. – vol. 2. – Pp. 256–264.
24. Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu., Kiselev E. V. Fundamentals of communication in solving problems of quality and competitiveness of products. Monograph. In 3 books. Book 1. Socio-economic background. – St. Petersburg: Its publishing house, 2019. – 724 p.
25. Zamyatin A. Yu., Zamyatin V. Yu. Models of the megasystem of quality and competitiveness of the tribocomplex and its metasystems SS_{CINT}, SS_{CSSH}, SS_{COB}, SS_{COB}. – St. Petersburg : Nevsky Lavra, 2014. – 450 p.
26. Baigutlina I. A., Zamyatin A. Yu. Some aspects of the creation of regional and national telecommunication networks and services // Information resources of Russia. – 2005. – № 1(83). – P. 2.
27. Zamyatin A. Yu., Baigutlina I. A., Zamyatina A. A. Information technologies in corporate management. Optimization of the work of IT departments // Management today. – 2006. – № 5. – C. 314–325.
28. Zamyatin A. Yu. Organization of development, production and service support of means of detection and suppression of robotic complexes // Slavic Forum. – 2022. – № 3(37). – Pp. 423–433.
29. Boyarov M. E. et al. Assessment of the impact of digitalization on the indicators of the use of the domestic electronic component base in unmanned aircraft systems and their ground control facilities / M. E. Boyarov, A. Y. Zamyatin, A. V. Tolstikov // Slavic Forum. – 2023. – № 4 (35). – Pp. 367–384.
30. Zamyatin A. Y. Organization of communication within the swarm and between swarms of robotic complexes // Slavic Forum. – 2022. – № 3 (37). – Pp. 174–184.

31. Andreev I. P., Zamyatin A. Yu., Ivanov A. V. Features of research and development «Comprehensive studies of methods and technologies for the use of domestic electronic component base in unmanned aircraft systems and their ground control facilities» // Slavic Forum. – 2023. – № 3 (34). – Pp. 428–455.
32. Boyarov M. E. et al. The study of options for the use of specialized technical means to ensure the safe operation of unmanned aircraft systems / M. E. Boyarov, A. Yu. Zamyatin, V. Yu. Zamyatin, S. V. Shvets // Slavic Forum. – 2023. – № 4 (35). – Pp. 346–366.
33. Baigutlina I. A. et al. Using the resources of the promising low-orbit satellite communication system «Marathon IoT» for the organization of information interaction of heterogeneous robotic complexes / I. A. Baigutlina, M. E. Boyarov, A. Yu. Zamyatin, V. Yu. Zamyatin, A. V. Tolstikov // Slavic Forum. – 2024. – № 1 (43). – Pp. 266–283.
34. Litvinov A. V. et al. Conversion of the radio frequency spectrum. Questions of technical regulation / A. V. Litvinov, I. A. Baigutlina, A. Yu. Zamyatin, E. F. Lyadova. – M. : LLC «Sam polygraphist», 2019. – 124 p.
35. Litvinov A. V. et al. Conversion of the radio frequency spectrum. Questions of electromagnetic compatibility / A. V. Litvinov, A. V. Zaikovsky, A. Y. Zamyatin, E. F. Lyadova, K. V. Yakovlev. – M. : LLC «Sam polygraphist», 2019. – 48 p.
36. Litvinov A. V. et al. Radio frequency spectrum conversion control / A. V. Litvinov, I. A. Baigutlina, A. Yu. Zamyatin, E. F. Lyadova. – M. : Scientific and Technical publishing house «Hotline–Telecom», 2019. – 212 p.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ МНОГОАГЕНТНЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ДЕСТРУКТИВНЫМ ВОЗДЕЙСТВИЯМ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

И.В. Гилев[1], А.А. Дьякова[1]

[1]Воронежский институт МВД России, г. Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматриваются актуальные вопросы обеспечения устойчивости и безопасности систем связи специального назначения (СС СПН) в условиях современных киберугроз и деструктивных воздействий. Обосновывается целесообразность применения парадигмы многоагентных систем (МАС) для создания адаптивных, интеллектуальных и отказоустойчивых механизмов защиты. Анализируются архитектурные принципы, ключевые преимущества и возможные практические реализации МАС в контексте противодействия атакам на критические инфокоммуникационные комплексы.

Ключевые слова: системы связи специального назначения, информационная безопасность, многоагентные системы, интеллектуальные агенты, деструктивные воздействия, адаптивная защита, самоорганизация.

USE OF MULTIACTIVE SYSTEM TECHNOLOGY TO COUNTER DESTRUCTIVE EFFECTS IN SPECIAL-PURPOSE COMMUNICATION SYSTEMS

I.V. Gilev[1], A.A. Diakova[1]

[1]Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia, Voronezh, Russia

Abstract. The article discusses the current issues of ensuring the stability and security of special-purpose communication systems (SPCS) in the context of modern cyber threats and destructive influences. The article substantiates the feasibility of using the multi-agent systems (MAS) paradigm to create adaptive, intelligent, and fault-tolerant protection mechanisms. The article analyzes the architectural principles, key advantages, and possible practical implementations of MAS in the context of countering attacks on critical information and communication systems.

Keywords: special-purpose communication systems, information security, multi-agent systems, intelligent agents, destructive influences, adaptive protection, and self-organization.

1. Введение

Системы связи специального назначения являются критической инфраструктурой государства, обеспечивая управление силами и средствами в различных, в том числе конфликтных, условиях. Их отказ или нарушение функционирования может привести к катастрофическим последствиям. Современный характер угроз характеризуется высокой степенью автономности, адаптивности и изощренности – от сложных целевых атак (APT-атаки) до радиоэлектронного подавления и физического разрушения элементов сети [1]. Традиционные централизованные системы защиты, основанные на статических правилах и сигнатурах, зачастую неспособны оперативно реагировать на новые, неизвестные ранее угрозы и координировать ответные действия в масштабах всей распределенной сети. В этой связи возникает потребность в принципиально новых

подходах к организации защиты, одним из наиболее перспективных среди которых является технология многоагентных систем.

2. Парадигма многоагентных систем и ее преимущества для защиты СС СПН

Многоагентная система – это совокупность программных агентов, взаимодействующих друг с другом для достижения общих или индивидуальных целей. Агент представляет собой автономную сущность, обладающую свойствами реактивности, проактивности, социальности (способности к взаимодействию), а в продвинутых случаях – способностью к обучению и рассуждению [5].

Применительно к защите СС СПН, МАС предлагает следующие ключевые преимущества:

- Распределенность и отсутствие единой точки отказа: Агенты, размещенные на различных узлах сети (шлюзах, серверах, коммутаторах, терминалах), могут функционировать независимо. Даже при выводе из строя части системы, оставшиеся агенты способны координироваться и поддерживать базовый уровень безопасности.

- Адаптивность и самоорганизация: Агенты могут динамически перестраивать стратегии взаимодействия, обнаруживать появление новых узлов или исчезновение существующих, перераспределять задачи. Это позволяет системе гибко подстраиваться под изменения топологии, вызванные как деструктивными воздействиями, так и плановой модернизацией.

- Интеллектуальность и коллективное принятие решений: Распределяя данные об аномалиях и атаках, агенты могут формировать целостную ситуационную осведомленность (Common Operational Picture), что невозможно для изолированных систем защиты. На основе переговоров (например, с использованием протоколов типа FIPA-ACL или онтологий предметной области) агенты могут коллективно идентифицировать сложные распределенные атаки, такие как DDoS или скоординированное сканирование [3].

- Многофункциональность: В рамках единой агентной платформы могут быть реализованы разнородные функции: агенты обнаружения вторжений (Intrusion Detection System - IDS), агенты анализа трафика, агенты контроля целостности, агенты управления доступом, агенты восстановления конфигурации. Их совместная работа по принципу «снизу-вверх» создает синергетический эффект.

3. Архитектура многоагентной системы защиты СС СПН

Предлагаемая архитектура может быть реализована как надстройка над существующей инфраструктурой связи. Условно ее можно разделить на следующие уровни:

Уровень агентов-сенсоров: Легковесные резидентные агенты, размещенные на всех критических элементах сети. Они собирают низкоуровневые данные (логи, нагрузку CPU, аномалии сетевых потоков, признаки РЭБ) и выполняют первичную фильтрацию.

Уровень агентов-аналитиков: Агенты, агрегирующие информацию от сенсоров в пределах домена (сегмента сети). Они проводят более глубокий корреляционный анализ, выявляют сложные паттерны, используя методы машинного обучения, и формируют гипотезы об инцидентах.

Уровень агентов-координаторов (менеджеров): Отвечают за стратегическое планирование ответных действий. На основе консенсуса, достигнутого агентами-аналитиками, они могут инициировать изоляцию скомпрометированного сегмента, перенаправление трафика по резервным каналам, изменение криптографических ключей

или подачу сигнала оператору. Важно, что данный уровень также может быть распределенным для исключения централизации [2].

Уровень коммуникаций и онтологий: Обеспечивает единое смысловое пространство для взаимодействия агентов. Использование формализованной онтологии угроз и ресурсов СС СПН позволяет агентам, разработанным разными производителями, однозначно интерпретировать данные и команды.

4. Сценарии применения МАС для противодействия деструктивным воздействиям

- Противодействие скоординированным DDoS-атакам: Агенты-сенсоры на периметре обнаруживают рост аномального трафика. Через механизмы оповещения они активируют агентов-аналитиков смежных сегментов, которые совместно определяют вектор атаки и ее бот-сеть. Агенты-координаторы инициируют динамическое обновление правил на граничных маршрутизаторах и перенаправление «чистого» трафика, минимизируя ущерб [4].

- Отражение целевых атак (APT) и изоляция инцидентов: Агент, обнаруживший подозрительную активность на одном узле (например, аномальные обращения к служебным портам), рассылает предупреждения. Другие агенты проверяют целостность своих систем, ищут похожие IndicatorsofCompromise (IoC). При подтверждении распространения угрозы агенты коллективно принимают решение о временной изоляции зараженных сегментов от критически важных центров управления до завершения «лечения».

- Адаптация к условиям радиоэлектронной борьбы (РЭБ): Агенты на мобильных узлах связи, фиксируя ухудшение качества канала или его подавление, могут договориться о переходе на резервные частоты, изменении режимов модуляции или о ретрансляции данных через соседние, сохранившие связь, узлы, обеспечивая сохранение связности сети.

5. Заключение

Внедрение технологии многоагентных систем в системы связи специального назначения открывает путь к созданию принципиально нового качества защиты – активной, интеллектуальной и жизнестойкой. Распределенная архитектура МАС соответствует распределенной природе современных угроз, а способность агентов к самоорганизации и коллективному принятию решений позволяет эффективно противостоять сложным деструктивным воздействиям в условиях неопределенности и противодействия.

Дальнейшие исследования в данной области должны быть направлены на разработку специализированных онтологий для СС СПН, легковесных криптографических протоколов для безопасного взаимодействия агентов, а также методов обеспечения доверия между агентами в потенциально враждебной среде. Пилотные внедрения МАС в сегментированных и изолированных контурах связи позволят отработать технологии перед их широкомасштабным применением.

Литература

1. Бондаренко, А. В. Кибербезопасность: вызовы и решения / А. В. Бондаренко. — Москва: Научный мир, 2021. — 298 с.
2. Городецкий, В. И. Прикладные многоагентные системы группового управления / В. И. Городецкий, О. В. Карсаев, В. В. Самойлов, С. В. Серебряков. — Москва:Физматлит, 2018. — 312 с. :

3. Никонов, В. В. Многоагентные системы, алгоритм обнаружения направленных атак / В. В. Никонов, К. К. Факалы, В. Е. Стаценко, В. М. Никитаев // Программная инженерия. — 2022. — Т. 13, № 1. — 22-35 с.
4. Городецкий, В. И. Многоагентные технологии для индустриальных приложений: реальность и перспектива / В. И. Городецкий, П. О. Скобелев // Труды СПИИРАН. — 2017. — Вып. 55. — 11–45 с.
5. Пантелеев, М. Г. Интеллектуальные агенты и многоагентные системы / М. Г. Пантелеев, Д. В. Пузанков. — Санкт-Петербург: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2015. — 215 с.

REFERENCES

1. Bondarenko, A. V. Cybersecurity: Challenges and Solutions / A. V. Bondarenko. — Moscow: Nauchny Mir, 2021. — 298 p.
2. Gorodetsky, V. I. Applied Multi-Agent Systems of Group Control / V. I. Gorodetsky, O. V. Karsayev, V. V. Samoylov, S. V. Serebryakov. — Moscow: Fizmatlit, 2018. — 312 p. :
3. Nikonov, V. V. Multi-Agent Systems, Algorithm for Detecting Targeted Attacks / V. V. Nikonov, K. K. Fakaly, V. E. Statsenko, V. M. Nikitaev // Software Engineering. — 2022. — Vol. 13, No. 1. — 22-35 p.
4. Gorodetsky, V. I. Multi-Agent Technologies for Industrial Applications: Reality and Prospects / V. I. Gorodetsky, P. O. Skobelev // Proceedings of SPIIRAS. — 2017. — Issue 55. — 11–45 p.
5. Panteleev, M. G. Intelligent Agents and Multi-Agent Systems / M. G. Panteleev, D. V. Puzankov. — Saint Petersburg: SPbGETU "LETI" Publishing House, 2015. — 215 p.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ СЛЕПОК ОБЪЕКТА, КАК СРЕДСТВО ВЫЯВЛЕНИЯ ДЕСТРУКТИВНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

И. В. Гилев[1], А. А. Стрешнева[1]

[1]Воронежский институт МВД России, г. Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В настоящей статье рассматривается перспективный метод выявления деструктивных воздействий на системы радиосвязи специального назначения, основанный на анализе электромагнитного слепка объекта. В условиях роста количества преднамеренных помех и несанкционированного вмешательства в работу ведомственных сетей связи, остро встает вопрос о предупреждающих мерах контроля. Автором анализируется нормативно-правовая база, регламентирующая защиту информации и устойчивость сетей связи, а также обосновывается эффективность применения методов электромагнитной диагностики для обеспечения живучести систем специальной связи.

Ключевые слова: электромагнитный слепок, деструктивное воздействие, системы радиосвязи специального назначения, дестабилизирующий фактор, защита информации, технический канал утечки, ФСТЭК, живучесть сети.

ELECTROMAGNETIC SCREEN PRINT OF AN OBJECT AS A MEANS OF DETECTING DESTRUCTIVE EFFECTS ON SPECIAL-PURPOSE RADIO COMMUNICATION SYSTEMS

I. V. Gilev[1], A. A. Streshneva[1]

[1]Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia, Voronezh, Russian Federation

Abstract. This article discusses a promising method for detecting destructive effects on special-purpose radio communication systems based on the analysis of an object's electromagnetic imprint. With the increasing number of intentional interference and unauthorized access to departmental communication networks, the issue of preventive control measures has become urgent. The author analyzes the regulatory framework governing information protection and the stability of communication networks, and demonstrates the effectiveness of using electromagnetic diagnostics methods to ensure the survivability of special-purpose communication systems.

Keywords: electromagnetic imprint, destructive influence, special-purpose radio communication systems, destabilizing factor, information protection, technical leakage channel, FSTEC, network survivability.

1. Введение

Вопросы обеспечения надежности и живучести сетей связи, используемых для нужд органов государственной власти, нужд обороны страны, безопасности государства и обеспечения правопорядка, занимают особое место в системе национальной безопасности Российской Федерации. В соответствии со статьей 51.1 Федерального закона от 07.07.2003 № 126-ФЗ «О связи», к сетям связи, используемым для указанных нужд, предъявляются дополнительные требования, устанавливаемые федеральным органом исполнительной власти в области связи по согласованию с уполномоченными структурами [5]. Эта законодательная норма подчеркивает особый статус систем связи специального назначения и диктует необходимость поиска новых, высокоточных методов контроля за их состоянием.

2. Основная часть

Традиционные методы контроля параметров радиоэлектронных средств зачастую ориентированы на анализ выходных характеристик и не всегда позволяют своевременно обнаружить факт деструктивного воздействия на аппаратную часть, особенно на ранних стадиях. Речь идет не только о кибератаках, но и о воздействии направленным электромагнитным излучением, а также о попытках несанкционированного съема информации по техническим каналам. Именно здесь на передний план выходит метод анализа электромагнитного слепка объекта, который позволяет фиксировать малейшие отклонения в работе аппаратуры, вызванные внешним вмешательством. Для понимания сути метода необходимо обратиться к понятийному аппарату, закрепленному в национальных стандартах. Согласно ГОСТ Р 53111-2008 «Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки», дестабилизирующий фактор определяется как воздействие на сеть электросвязи, источником которого является физический или технологический процесс, приводящий к выходу из строя элементов сети [2]. При этом особое значение для систем специального назначения имеет «живучесть сети» – свойство сохранять способность выполнять функции в условиях воздействия внешних дестабилизирующих факторов [2]. Именно для выявления таких факторов, имеющих искусственную природу, и предлагается использовать метод электромагнитного слепка. Данный подход базируется на том, что любое радиоэлектронное средство, функционируя в штатном режиме, создает вокруг себя уникальное электромагнитное поле, характеризующееся строго определенными параметрами: спектральной плотностью, фазовыми соотношениями, уровнем побочных электромагнитных излучений и наводок (ПЭМИН). Контроль за побочными излучениями регламентируется специальными требованиями и рекомендациями по технической защите конфиденциальной информации (СТР-К), утвержденными приказом Гостехкомиссии России № 282 [1]. Любое внешнее деструктивное воздействие, будь то облучение мощным СВЧ-сигналом или внедрение «закладного» устройства, неизбежно вносит искажения в эту электромагнитную картину. Таким образом, электромагнитный слепок является своего рода цифровым отпечатком пальца аппаратуры, и любое отклонение от эталонного профиля может служить маркером деструктивного воздействия. Важно отметить, что требования к защите от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий установлены в ГОСТ Р 52863-2007 [4]. Испытания на устойчивость к таким воздействиям являются обязательными для автоматизированных систем в защищенном исполнении, что еще раз подтверждает актуальность поиска методов фиксации фактов такого воздействия в процессе эксплуатации. Процесс выявления деструктивных воздействий с помощью анализа электромагнитного слепка можно разделить на несколько этапов. Первоначально, на этапе ввода системы в эксплуатацию, производится снятие эталонных характеристик аппаратуры. Создается так называемый «идеальный слепок», который учитывает штатные режимы работы передатчиков, синтезаторов частот и модуляторов. В дальнейшем в процессе эксплуатации системы радиосвязи, особенно в моменты проведения учений или при поступлении данных об активизации радиоэлектронной разведки противника, производится оперативное сканирование эфира в месте размещения объекта. Полученные в режиме реального времени данные о структуре электромагнитного поля накладываются на эталонный слепок. Расхождение спектральных характеристик, появление новых гармоник или, напротив, исчезновение штатных составляющих может свидетельствовать о воздействии на аппаратную часть.

Для наглядности рассмотрим теоретический график зависимости амплитуды сигнала от частоты. На эталонном графике (зеленый контур) мы видим ровные пики несущих частот. При воздействии, например, генератора электромагнитных помех или

при попытке съема информации с помощью паразитной модуляции, на графике появляются боковые «паразитные» лепестки (красный пунктир) или изменяется форма основного пика, что является достаточным основанием для проведения внеплановой проверки и поиска источника воздействия. Такой подход позволяет перейти от стратегии пассивной фиксации уже случившегося события (например, глушения связи) к активному предупреждению деструктивных действий.

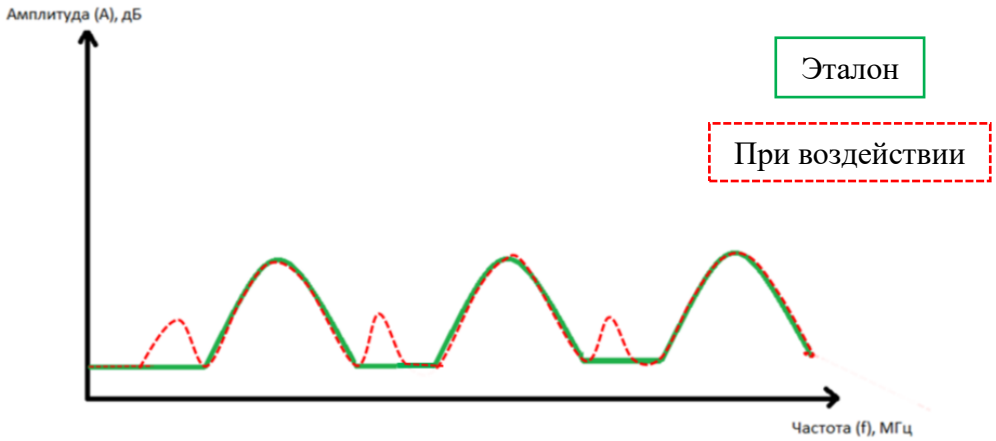


Рис. 1. Сравнение эталонного и деструктивного электромагнитных слепков

Как справедливо отмечается в комментариях к законодательству о государственной защите, выполнение работ по технической защите информации должно осуществляться в строгом соответствии с методическими документами ФСТЭК России [1]. Внедрение автоматизированных систем анализа электромагнитной обстановки, фиксирующих изменения слепка, полностью соответствует духу этих требований. Для подразделений МВД России, использующих в своей деятельности различные радиосредства – от портативных радиостанций патрульно-постовой службы до стационарных ретрансляторов и комплексов связи специального назначения, обеспечение чистоты эфира и целостности аппаратуры является критически важной задачей. Деструктивное воздействие на системы радиосвязи может быть направлено не только на глушение каналов управления нарядами в условиях массовых беспорядков или террористического акта, но и на искажение передаваемой информации с целью дезорганизации работы сил правопорядка. Применение метода электромагнитного слепка позволяет решить задачу выявления так называемых «закладных» устройств, которые могут быть смонтированы в аппаратуру в процессе ее ремонта или хранения. Такое устройство, даже находясь в пассивном режиме ожидания, будет вносить изменения в электромагнитную структуру окружающего пространства за счет наличия в нем полупроводниковых элементов и резонансных контуров. Сравнивая текущий электромагнитный профиль объекта с эталонным, оператор может с высокой долей вероятности определить наличие инородного элемента еще до того, как он будет активирован злоумышленником. Как обоснованно указывается в теоретических разработках в области безопасности сетей электросвязи, «обеспечение устойчивости функционирования сетей электросвязи является основой для деятельности операторов связи по устойчивому функционированию сетей электросвязи в мирное время, в чрезвычайных ситуациях и в условиях чрезвычайного положения» [2]. Метод анализа электромагнитного слепка помагает следить за тем, чтобы оборудование работало стабильно. С его можно быстро замечать изменения в электромагнитной обстановке и реагировать на них.

3. Заключение

Таким образом, метод фиксации и анализа электромагнитного слепка объекта представляет собой перспективное направление развития средств технической защиты информации и контроля за состоянием систем радиосвязи специального назначения. Его применение органично вписывается в существующую нормативно-правовую модель, основанную на требованиях федеральных законов «О связи», «Об информации, информационных технологиях и о защите информации», а также подзаконных актов ФСТЭК России и ГОСТов в области электромагнитной совместимости и устойчивости. Дальнейшее развитие данного метода требует разработки эталонных баз данных электромагнитных профилей для основных типов радиоэлектронного оборудования, стоящего на вооружении органов внутренних дел, а также внедрения в структуру инженерно-технических подразделений портативных автоматизированных комплексов радио-мониторинга.

Литература

1. Приказ Гостехкомиссии России от 30.08.2002 № 282 «Об утверждении Специальных требований и рекомендаций по технической защите конфиденциальной информации» (СТР-К).
2. ГОСТ Р 53111-2008. Национальный стандарт Российской Федерации. Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки (утв. Приказом Ростехрегулирования от 18.12.2008 № 529-ст). – М.: Стандартинформ, 2009. – 20 с.
3. Федеральный закон от 27.07.2006 № 149-ФЗ (ред. от 08.08.2024) «Об информации, информационных технологиях и о защите информации» // Собрание законодательства РФ. – 31.07.2006. – № 31 (1 ч.). – Ст. 3448.
4. ГОСТ Р 52863-2007. Защита информации. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым электромагнитным воздействиям. Общие требования. – М.: Стандартинформ, 2008.
5. Федеральный закон от 07.07.2003 № 126-ФЗ (ред. от 08.08.2024) «О связи» // Собрание законодательства РФ. – 14.07.2003. – № 28. – Ст. 2895.

References

1. Order of the State Technical Commission of Russia dated 30.08.2002 No. 282 "On Approval of Special Requirements and Recommendations for the Technical Protection of Confidential Information" (STR-K).
2. GOST R 53111-2008. National Standard of the Russian Federation. Stability of the Public Communication Network. Requirements and methods of verification (approved by Order of Rostekhnadzor dated 18.12.2008 No. 529-st). – Moscow: Standartinform, 2009. – 20 p.
3. Federal Law No. 149-FZ dated 27.07.2006 (as amended on 08.08.2024) "On Information, Information Technologies, and Information Protection" // Collection of Laws of the Russian Federation. – 31.07.2006. – No. 31 (1 part). – Art. 3448.
4. GOST R 52863-2007. Information protection. Automated systems in a protected design. Tests for resistance to intentional power electromagnetic influences. General requirements. – M.: Standartinform, 2008.
5. Federal Law No. 126-FZ dated 07.07.2003 (as amended on 08.08.2024) "On Communications" // Collection of Laws of the Russian Federation. – 14.07.2003. – No. 28. – Art. 2895.

К ВОПРОСУ ПРИМЕНЕНИЯ DMR РЕТРАНСЛЯТОРА РАЗМЕЩЕННОГО НА АЭРОСТАТЕ С ЦЕЛЬЮ СОЗДАНИЯ БЫСТРО РАЗВОРАЧИВАЕМОГО СЕГМЕНТА СВЯЗИ

И.В. Гилев[1], К.Н. Баранов[1]

[1]Воронежский институт МВД, г. Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Эта статья подробно рассматривает технические аспекты, особенности работы и математические принципы, лежащие в основе организации радиосвязи DMR (Digital Mobile Radio) с использованием привязных аэростатных ретрансляторов. Предлагаемое решение нацелено на решение проблемы ограниченной прямой видимости в диапазоне УКВ (ультракоротких волн) и обеспечение надежной связи там, где нет традиционной инфраструктуры. Мы изучим характеристики абонентских устройств, параметры передаваемого сигнала, способы подачи питания по кабелю, а также алгоритмы для выбора наилучшего местоположения ретрансляторов, чтобы добиться максимального покрытия.

Ключевые слова: DMR, привязной аэростатный ретранслятор, ультракороткие волны, очень высокие частоты, сверхдлинные волны, средние волны, волоконно-оптический кабель.

ON THE USE OF A DMR TRANSLATOR PLACED ON AN AEROSTAT TO CREATE A FAST-DEPLOYING COMMUNICATION SEGMENT

I.V. Gilev[1], K.N. Baranov[1]

[1]Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia, Voronezh, Russia

Abstract. This article provides a detailed examination of the technical aspects, operational features, and mathematical principles underlying the organization of DMR (Digital Mobile Radio) radio communication using tethered aerostat repeaters. The proposed solution aims to address the challenge of limited line-of-sight coverage in the VHF (very high frequency) band and ensure reliable communication in areas without traditional infrastructure. We will explore the characteristics of subscriber devices, the parameters of the transmitted signal, the methods of cable power supply, and the algorithms for selecting the optimal location of repeaters to maximize coverage.

Keywords: DMR, tethered aerostat repeater, ultra-short waves, very high frequencies, ultra-long waves, medium waves, fiber-optic cable.

1. Введение

В современных радиосистемах, работающих выше 30 МГц, основная сложность – ограниченный радиус действия из-за прямой видимости. Антенны наземных станций обычно располагаются невысоко. Стандартные мачты (до 500 метров) часто не дают нужного покрытия, особенно в сложных ландшафтах или малонаселенных районах. Спутники могли бы помочь, но они слишком дороги для расстояний до 600 км. Использование самолетов как ретрансляторов тоже не идеально: дорого и время работы ограничено топливом. Поэтому привязной аэростатный ретранслятор (ПАРК) выглядит интересно, потому что он автономен, мобилен и экономичен.

2. Конструкция аэростатных платформ

Существуют разные типы систем ПАРК, и их можно разделить на категории в зависимости от того, для чего они нужны и где используются.

- Размеры: для крупных узлов связи часто используются аэростаты объемом около 3000 кубических метров (например, комплекс Пересвет). Они способны поднимать оборудование весом 300–400 кг на высоту до 3,5 км. Существуют и более компактные мобильные решения (от 5 до 60 м³), которые могут поднимать груз весом 2–30 кг на высоту от 200 до 1000 метров.

- Материалы и прочность: современные оболочки аэростатов изготавливаются из многослойных полимерных тканей (например, 8-слойных), соединенных с помощью высокочастотной сварки. Это обеспечивает срок службы до 5 лет.

- Электропитание и передача данных: важной частью ПАРК является кабель-трос. Он используется для подачи питания с земли (например, 1000 В / 50 А), что обеспечивает непрерывную работу системы на протяжении до 15 суток. Внутри троса также проложен волоконно-оптический кабель (ВОЛС) для высокоскоростной передачи данных между оборудованием на борту аэростата и наземным пунктом управления. Внешний вид системы ПАРК представлен на рисунке 1.

Рис. 1. Система ПАРК

3. Организация DMR-связи

Использование протокола DMR (Digital Mobile Radio) в аэростатных системах позволяет создавать гибкую сеть, поддерживающую передачу голоса и данных.

- Характеристики ретранслятора: согласно техническим требованиям (например, спецификациям для Индии и России), DMR-ретранслятор, установленный на аэростате, должен работать в диапазоне 136–174 МГц с выходной мощностью от 25 до 50 Вт.

- Зона покрытия: при подъеме антенны на высоту 4 км дальность радиосвязи в диапазоне ОВЧ (очень высоких частот) с наземным объектом может достигать 260 км.

Расстояние прямой видимости между двумя аэростатами на этой высоте составляет до 450 км. Меньшие комплексы, поднимающиеся на высоту 300–500 м, обеспечивают устойчивую связь на расстоянии до 90 км.

- Расширенные возможности: некоторые решения позволяют использовать жилы электропитания кабель-каната в качестве антенны для диапазонов СДВ (сверхдлинных волн) и СВ (средних волн). Это расширяет возможности ПАРК по связи с удаленными объектами (как стационарными, так и подвижными), находящимися за пределами прямой видимости.

4. Математический подход и быстрое развертывание

Для быстрого создания сети необходимо использовать минимальное количество аэростатов, обеспечивая при этом связь между всеми абонентами.

- Алгоритм оптимизации: сначала определяются ближайшие группы абонентов, не имеющих между собой связи. Затем ретранслятор размещается в геометрическом центре этих групп. Если расстояние между абонентами слишком велико для одного ПАРК, алгоритм предлагает установить цепочку ретрансляторов вдоль прямой, соединяющей абонентов.

- Скорость развертывания: мобильные аэростатные комплексы могут быть развернуты всего за 15–60 минут (в зависимости от размера аэростата). Это позволяет быстро организовать связь в зонах чрезвычайных ситуаций или во время военных операций.

5. Анализ и оценка надежности и рисков в реальных условиях

Опыт использования ПАРК в реальных условиях (включая зону проведения специальных военных операций) позволил выявить как сильные, так и слабые стороны таких систем.

Преимущества:

1. Незаметность: мобильный аэростат можно доставить в нужный район на вездеходе или вертолете и подготовить к работе непосредственно на месте. Это позволяет избежать предварительного обнаружения позиций войск, которое может произойти при строительстве стационарных вышек.

2. Экономия средств: использование и обслуживание ПАРК обходится значительно дешевле, чем содержание авиационных узлов связи.

3. Универсальность: платформа может одновременно нести оборудование связи, радары, видеокамеры и системы радиоэлектронной борьбы (РЭБ). Риски и ограничения:

- Погодные условия: работа систем ограничена сильным ветром (обычно до 18–22 м/с) и грозами. Для компенсации раскачивания антенн используются системы стабилизации (по азимуту и углу места) с точностью до 1 градуса.

- Уязвимость: крупные аэростаты хорошо заметны визуально и для радиолокационных систем. Для повышения надежности рекомендуется размещать их на расстоянии 20–50 км от линии фронта и использовать резервную схему (один комплекс находится в воздухе, а второй – на земле в готовности к запуску).

6. Заключение

Использование DMR-ретрансляторов на аэростатных платформах представляет собой эффективный способ создания быстро разворачиваемых систем связи на больших, неподготовленных территориях. Интеграция современных цифровых протоколов связи, оптоволоконных кабелей и алгоритмов позволяет достичь большой дальности связи (до

260 км) и высокого качества передачи данных при минимальных затратах времени и ресурсов. В дальнейшем планируется улучшить незаметность этих систем и объединить их со стратосферными беспилотными платформами.

Литература

1. Привязной аэростат [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://to-sky.ru/aerostat (дата обращения: 06.02.2026).
2. Ретранслятор связи на привязном аэростате [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://patenton.ru/patent/RU2680008C1 (дата обращения: 07.02.2026).
3. Tethered Aerostat Radar System [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://en.wikipedia.org/wiki/Tethered_Aerostat_Radar_System (дата обращения: 06.02.2026).
4. Aerostat Communications Relay from Unmanned Surface Vehicle [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://navysbir.us/n13_1/N131-039.htm (Дата обращения: 03.02.2026).
5. Государственный стандарт [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://wiki.radioalert.ru/images/4/4c/Dmr-rus.pdf (дата обращения: 09.02.2026).

References

1. Tethered balloon [Electronic resource]. – Access mode: https://to-sky.ru/aerostat (date of request: 02/06/2026).
2. Communication repeater on a tethered balloon [Electronic resource]. – Access mode: https://patenton.ru/patent/RU2680008C1 (date of request: 02/07/2026).
3. Tethered Aerostat Radar System [Electronic resource]. – Access mode: https://en.wikipedia.org/wiki/Tethered_Aerostat_Radar_System (date of request: 02/06/2026).
4. Aerostat Communications Relay from Unmanned Surface Vehicle [Electronic resource]. – Access mode: https://navysbir.us/n13_1/N131-039.htm (date of request: 02/03/2026).
5. The State standard [Electronic resource]. – Access mode: https://wiki.radioalert.ru/images/4/4c/Dmr-rus.pdf (date of request: 02/09/2026).

КЛАСТЕРНЫЙ АНАЛИЗ ПУБЛИКАЦИЙ ПО ТЕМЕ СИСТЕМ СЕТЕВОЙ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

И. С. Барашков, А. К. Орешкина

ФГУП «ВНИИА им. Н.Л. Духова», Москва, Россия

Аннотация. Проведен кластерный анализ публикаций отечественного и зарубежного происхождения по теме систем подводной сетевой беспроводной связи. Проведена иерархическая кластеризация тематических направлений с использованием дендограмм. Проведен библиометрический анализ статей по ключевым словам, и авторам, позволивший выделить тематические группы и сообщества авторов.

Ключевые слова: кластерный анализ, системы сетевой беспроводной связи, подводные беспроводные сети, библиометрический анализ, автономные необитаемые подводные аппараты.

CLUSTER ANALYSIS OF PUBLICATIONS ON WIRELESS NETWORK SYSTEMS

I. S. Barashkov, A. K. Oreshkina

FSUE Dukhov Automatics Research Institute (VNIIA), Moscow, Russia

Abstract. A cluster analysis of Russian and international publications on underwater wireless communication networks was conducted. Hierarchical clustering of thematic areas was performed using dendrograms. A bibliometric analysis of articles based on keywords and authors was carried out, enabling the identification of thematic groups and author communities.

Keywords: cluster analysis, wireless network systems, underwater wireless systems, bibliometric analysis, autonomous unmanned underwater vehicles.

1. Введение

Гидроакустические сети представляют собой ключевой элемент современных систем связи под водой, которые находят все большее применение в различных областях науки, промышленности и безопасности. В условиях растущего интереса к исследованию морского дна, мониторингу экосистем, разведке нефтяных и газовых месторождений, а также развитию подводных систем связи и автоматизации, гидроакустические модемы и протоколы управления доступом к среде становятся неотъемлемой частью инфраструктуры.

Согласно отчету, подготовленному Future Market Insights [1], посвящённому рынку подводной акустической связи, были выделены следующие технологические тренды в развитии гидроакустической связи:

• Переход к программно-определяемым системам – платформы, способные адаптироваться к различным условиям морской среды.

• Использование искусственного интеллекта и машинного обучения для улучшения обработки сигналов, модуляции и управления сетями.

• Гибридные системы связи, характеризующаяся комбинацией акустических, оптических и RF-технологий для повышения надёжности и скорости передачи данных.

• Расширение применений: от военных и нефтегазовых проектов – к аквакультуре, глубоководной добыче полезных ископаемых, мониторингу морской экологии.

• Рост спроса на системы реального времени, например, отслеживание морской флоры и фауны, мониторинг загрязнений.

• Увеличение роли автономных подводных аппаратов (АНПА) для разведки, картографирования и безопасности.

Также за последние годы наблюдается заметный рост числа публикаций по подводным беспроводным сетям, к примеру, источники [2, 3]. Это приводит к череде вопросов: что происходит в научном сообществе, какие направления наиболее активны, и где можно найти новые идеи или исследовательские ниши?

Одним из подходов к проведению систематизации статей и выделению ведущих научных сообществ является кластерный анализ отечественных и зарубежных статей.

Кластерный анализ – это метод многомерной статистики и информационного анализа, направленный на группировку объектов (в данном случае – научных публикаций) на основе их схожести по заданным признакам (например, содержанию текста, ключевым словам, авторам, тематике). Цель кластерного анализа – выявить скрытые структуры в данных, сгруппировать разрозненные объекты в логически связанные группы (кластеры), что позволяет систематизировать информацию, выявить ключевые направления исследований, определить лидирующие научные сообщества и проследить эволюцию тематик.

Цель данного исследования – выделить актуальные направления исследований, связанные с разработкой систем сетевой беспроводной связи.

2. Создание единого корпуса научных публикаций

На первом этапе происходит создание единого корпуса научных публикаций. Этот этап является фундаментальным и заключается в сборе, объединении и подготовке данных из различных источников. От качества выполнения данного этапа зависят результаты проведения дальнейших этапов анализа. Анализируемые статьи разделены на две группы: отечественные и зарубежные. Для поиска статей первой группы использовалась электронная библиотечная база eLibrary, а для поиска статей второй группы использовалась программа поиска статей Publish or Perish, которая проводит поиск зарубежных статей с различных иностранных библиотечных баз таких как Google Scholar, Crossref, PubMed, Semantic Scholar и Web of Science, которые хранят статьи с таких журналов как IEEE Xplore, Elseiver, Wiley Online Library, Nature, Taylor&Francis, Springer и другие. Результатом работы программы является файл-таблица формата .csv, хранящая информацию о названии статьи, его авторах, годе выпуска, ссылке на статью и аннотации. Для представления отечественных статей в формате файла-таблицы был использован скрипт, получающий метаданные путем веб-скрайпинга карточек статьи из подбора статей, отобранных вручную. В полученном файле-таблице хранится информация о названии статьи, его авторах, годе выпуска, ссылке на статью и ключевых словах. В сформированном корпусе публикаций насчитывается 150 публикаций отечественного происхождения и 468 публикаций зарубежного происхождения.

Однако стоит отметить, что в полученном файле-таблице для зарубежных статей отсутствуют ключевые слова, но при этом имеются аннотации. Поэтому была проведена процедура их автоматического извлечения из аннотаций. В начале проводится предобработка текста аннотации, которая включает в себя HTML-парсинг, разбиение текста на слова и преобразование текста в числовые векторы. Далее проводится генерация кандидатов-словосочетаний, которая выполняется путем использования эмбеддинг-модели LNP для построения семантических представлений и оценка схожести словосочетаний. Финальным этапом поиска ключевых слов является применение алгоритма MMR-ранжирования (Maximal Marginal Relevance) для отбора наиболее релевантных и разнообразных терминов. В результате получаются

нормализованные, семантически значимые ключевые слова, которые могут не соответствовать авторским ключевым словам, но при этом превосходящие их по информативности.

Для повышения качества проведения последующих этапов анализа и устранения шума данных проводится предобработка имеющихся метаданных. Она включает в себя удаление специальных символов, приведение всех символов к нижнему регистру, удаление чисел, удаление служебных слов и общелингвистических слов таких как «the», «and», «of», а также доминирующих терминов предметной области, чтобы избежать искажения анализа. В результате первого этапа кластерного анализа были сформированы начальные данные из статей отечественного и зарубежного происхождения, удобные для проведения дальнейших этапов анализа.

3. Определение ключевых тематик

После формирования набора статей проводится второй этап кластерного анализа, в котором осуществляется определение ключевых тематик. На этом этапе выявляются основные научные направления, на которые ориентированы публикации. Данный этап состоит из двух операций: тематическое моделирование и иерархическая кластеризация тематических направлений. Для проведения первой операции в качестве входных данных выступают названия статей, их аннотации, нормализованные ключевые слова. В процессе этой операции проводится преобразование текста в векторное представление и применяются методы снижения размерности (например, UMAP) для выделения тематических кластеров. В результате тематического моделирования мы получаем автоматическое определение количества тематических групп без предварительных гипотез.

На рисунке 1 результат тематического анализа статей отечественного происхождения. Как можно видеть на рисунке, статьи объединяются в небольшие тематические группы. В результате проведения тематического анализа зарубежных публикаций было выделено 5 тем: гидроакустические системы передачи данных (T0); применение нейронных сетей в задачах с использованием АНПА (T1); разработка подводных сенсорных сетей (T2); решение задач навигации, мониторинга и зондирования с использованием подводных аппаратов (T3); оптические системы беспроводной передачи данных (T4).

На рисунке 2 изображен тематического анализа статей иностранного происхождения. В результате проведения тематического анализа зарубежных публикаций было выделено 6 тем: разработка гидроакустических протоколов управления доступом к среде для сетей автономных необитаемых подводных аппаратов (АНПА) (T0); мониторинг океана с применением сетей АНПА (T1); решение задач локализации в подводных сенсорных сетях (T2); безопасность, энергопотребление и маршрутизация в подводных беспроводных сенсорных сетях (T3); методы решения проблем высокого энергопотребления в АНПА (T4); технические аспекты маршрутизации и управления доступом в подводных беспроводных акустических сетях (T5). Стоит отметить, что отечественные тематики больше отражают конкретные аспекты в подводных сетях, например, какие-то технические решения, когда как в зарубежных статьях уровень абстракции выше и больше рассматриваются модели разрабатываемых сетей.

Рис. 1. Результат тематического анализа статей отечественного происхождения

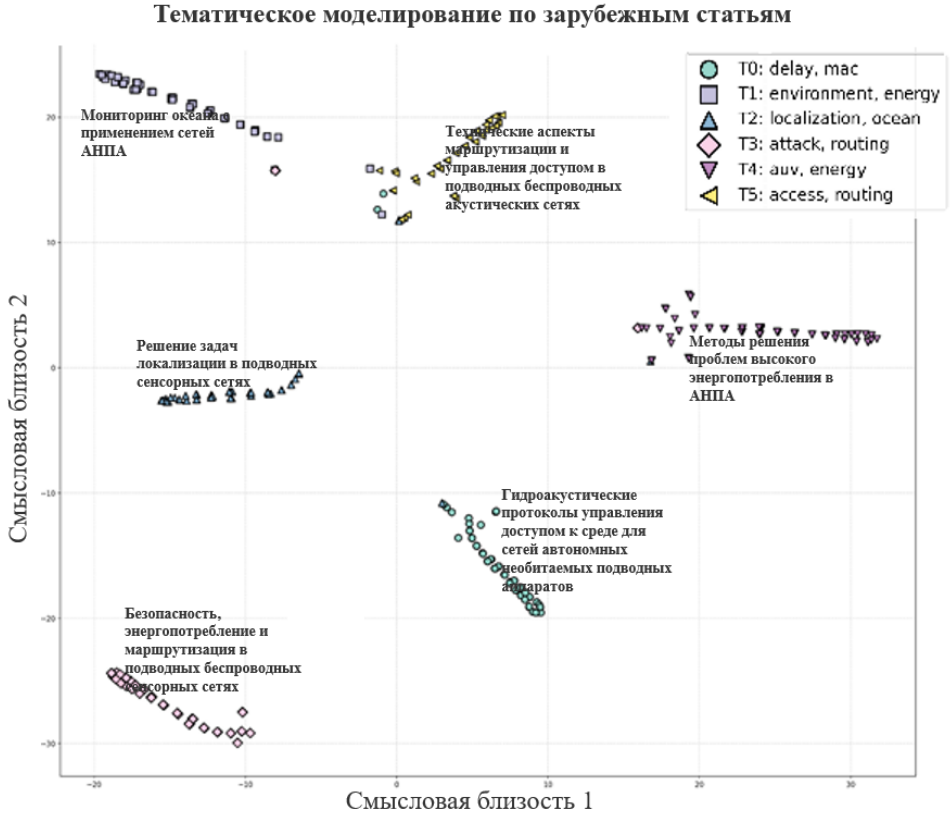


Рис. 2. Кластерное разбиение статей зарубежного происхождения

В иерархической кластеризации тематических направлений темы, выделенные на предыдущем этапе, преобразовываются в векторы, вычисляется косинусное расстояние между темами и строится дендограмма, которая визуализирует иерархическую

структуру тем. На рисунке 3 изображен результат иерархической кластеризации тем отечественных публикаций. Отсюда можно заметить, что статьи поделены на три главных раздела: акустическая связь, сети и связь и цифровой интеллект и управление.

Рис. 3. Результат иерархической кластеризации тем отечественных публикаций

На рисунке 4 изображен результат иерархической кластеризации тем зарубежных публикаций. Исследования поделены на две большие ветви: фундаментальные сетевые вопросы и прикладные сценарии использования. Самая тесная связь наблюдается между применением АНПА и оптимизацией их энергопотребления.

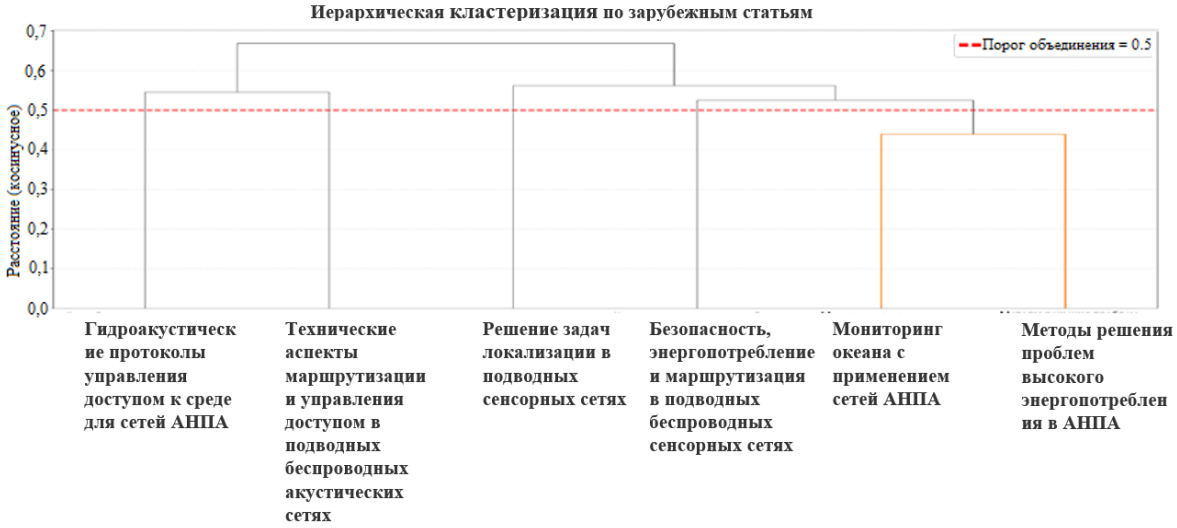


Рис. 4. Результат иерархической кластеризации тем зарубежных публикаций

4. Результаты библиометрического анализа

Третьим этапом кластерного анализа является библиометрический анализ. Это анализ на основе ключевых слов и соавторства, позволяющий быстро оценить структуру научного поля. Состоит также из двух операций: формирование групп по ключевым словам, и формирование авторских сообществ. По полученным очищенным данным строится сеть терминов в виде графов, где узлы представляют собой ключевые слова, а ребра – совместное упоминание слов в статьях. Цветовое кодирование выделяет отдельные тематические группы, разбивая их на отдельные кластеры. На рисунке 5 изображен граф ключевых слов публикаций отечественного происхождения. На данном графе можно увидеть 6 различных тематик: архитектура, протоколы и симуляция работы беспроводных сетей; экологический мониторинг; алгоритмы маршрутизации; методы определения местоположения подводных аппаратов; оптическая подводная

связь; анализ применения подводных беспроводных сетей; применение нейронных подходов в разработке гидроакустической навигационной системы.

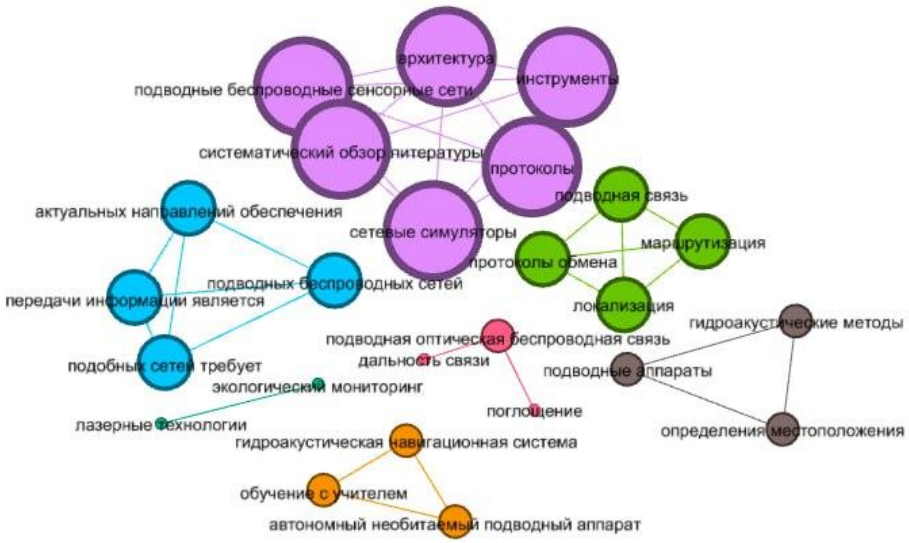


Рис. 5. Граф ключевых слов публикаций отечественного происхождения.

На рисунке 6 изображен граф ключевых слов публикаций зарубежного происхождения. На данном графе можно увидеть 8 различных тематик: подводная маршрутизация; поиск оптимальных путей в акустических сетях; протоколы управления средой на основе конкуренции для подводного роя; методы синхронизации АНПА; методы борьбы с энергопотреблением и задержками в подводных сетях; применение ячеистой и кластерной топологии в подводных сенсорных сетях; сети акустических сенсорных сетей; борьба с шумами.

При анализе соавторства аналогично происходит нормализация имён путем устранения вариаций написания и также строятся графы, где уже в качестве узлов выступают сами авторы публикаций, а ребра представляют собой совместные публикации. Таким образом, при проведении библиографического анализа выделяются сообщества авторов с помощью алгоритмов кластеризации для выявления лидеров, структур взаимодействий и тематических групп ученых.

На рисунке 7 изображен граф сообществ авторов публикаций отечественного происхождения. Отсюда можно выделить 56 сообществ авторов, восемь из которых являются самыми крупными по численности и количеству выпущенных статей. Среди самых крупных сообществ можно выделить сообщество ученых во главе с Рыжовым В.А. из НПП ПТ «Океанос», СпбГМТУ и ГУАП (фиолетовый граф), сообщество ученых из ЛЭТИ и «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор» (зеленый граф), сообщество ученых во главе с Коваленко В.В. из ЛЭТИ, Института океанологии им. П. П. Ширшова РАН и Института земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн им. Н. В. Пушкова РАН (голубой граф), сообщество ученых во главе с Павиным А.М. из Института проблем морских технологий Дальневосточного отделения Российской академии наук и Дальневосточного федерального университета (розовый граф), сообщество ученых из МАИ, Института химии растворов им. Г.А. Крестова РАН и Опытно-конструкторского бюро океанологической техники РАН (желтый граф), сообщество ученых из Пензенского государственного университета (светло-коричневый граф), сообщество ученых из Военно-морской академии имени Адмирала Флота Советского Союза Н.Г. Кузнецова (оранжевый граф), сообщество ученых из ЦКБ «Лазурит» и «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор» (изумрудный граф), сообщество ученых из Тихоокеанский океанологического института им. В.И. Ильичева ДВО РАН

(темно-синий граф), сообщество ученых из Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова и АО «Равенство» (лаймовый граф), сообщество ученых из Южного федерального университета и ООО «Параметрика» (светло-зеленый граф) и сообщество ученых из Тихоокеанского высшего военно-морского училища имени С.О. Макарова Министерства Обороны Российской Федерации (темно-фиолетовый граф). Также можно увидеть, что сообщества авторов в основном являются обособленными и совместных работ между сообществами встречаются крайне редко.

На рисунке 8 изображен граф сообществ авторов публикаций зарубежного происхождения. В данном графе можно выделить 185 сообществ авторов, 6 из которых являются самыми крупными по численности и количеству выпущенных статей. Среди самых крупных сообществ можно выделить сообщество ученых во главе с G. Han из Университета Хонай, Университета Цингуа, Коледж компьютерных наук и инженерии, Шаньднуский Университет науки и технологий, Китай (фиолетовый граф), сообщество ученых во главе с J. Wang из Университета Цингуа, Школы информационных наук и технологий, Университет найки и технологий Циндао, Китай (оранжевый граф), сообщество ученых из Школы кибернауки и инженерии и Школы механотроной инженерии и автоматизации, Китай (изумрудный граф слева внизу), сообщество ученых во главе с C. Li из Северо-восточного университета, Китай (розовый граф), сообщество ученых во главе с Y. Zhao из Гонконгского университета науки и технологий (изумрудный граф по центру), сообщество ученых во главе с Y. Li и S. Li из Харбинского исследовательского университета, Школы кибернаук и инженерии и Хуаджонский университет науки и технологии, Китай (зеленый граф). Помимо сообществ из Китая также присутствуют сообщества из Малазии, Италии и Индии. Стоит отметить, что за рубежом имеется большое число коллабораций и совместных работ между разными сообществами авторов.

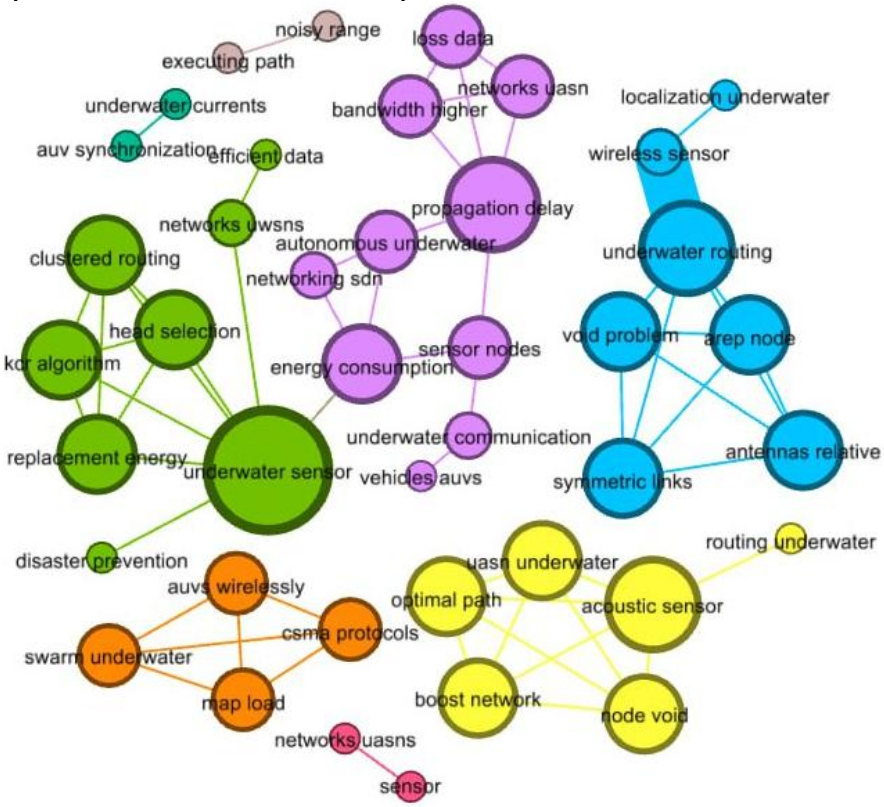
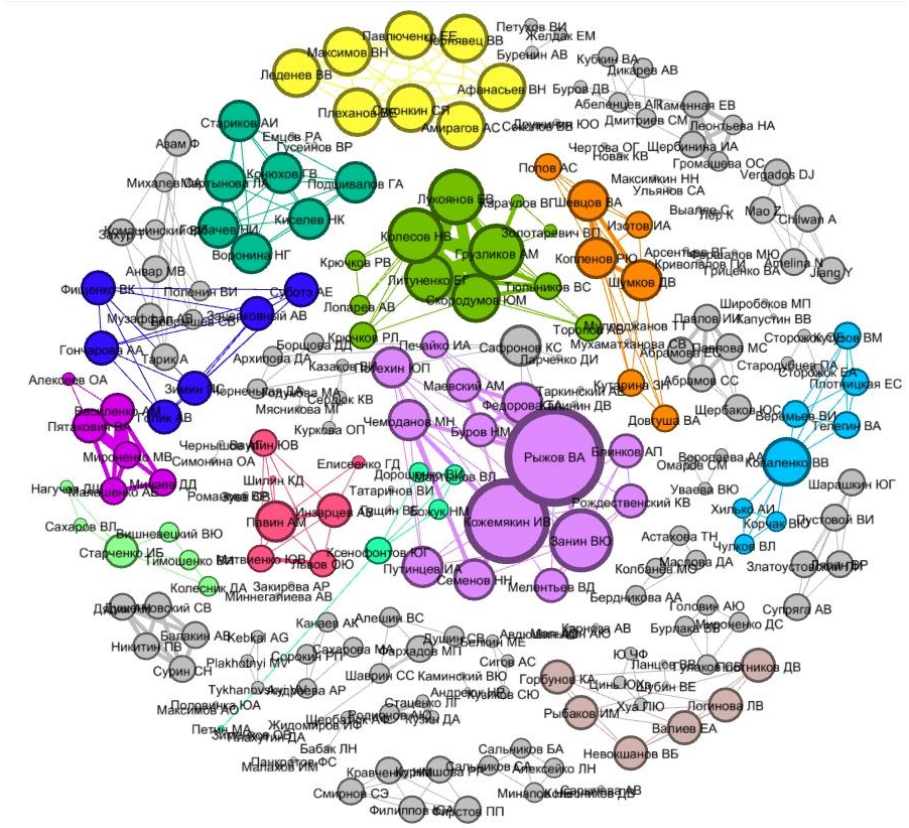


Рис. 6. Граф ключевых слов публикаций зарубежного происхождения.


Рыжов ВА
Кожемякин ИВ
Занин ВЮ
Семенов НН
Путинцев ИА
Мелентьев ВД
Бердникова АА
Голдвин АЮ
Суприага АВ
Бурлаков ВВ
Мирошниченко ДС
Ю Чф
Панцов ВВ
Пляковский ДВ
Рыбаков ИМ
Ваниев ЕА
Логинова ЛВ
Невошанов ВБ
Сальников БА
Колбанев МС
Маслова ДА
Златоустовский ВР
Чуглов ВЛ
Астакова ТН
Хилько АИ
Корчак ВЮ
Пустовой ВИ
Уварова ВЮ
Рождественский КВ
Шарашкин ЮГ
Коваленко ВВ
Омаров СМ
Веревьева АА
Теягин ВА
Верамьев ВИ
Щербаков ЮС
Довгуша ВА
Кутейкина ЗИ
Абрамов СС
Стародубцев ПА
Плотницкая ЕС
Сторожук ЮВ
Широбоков МП
Капустин ВВ
Павлов ИА
Мухаматханова СВ
Сафронов КС
Печенко ИА
Борщова ДД
Крючков РП
Лопарев АВ
Суворов АЕ
Попенин ВИ
Анвар МВ
Воронина НГ
Кисилев НК
Поддивалов ГА
Старикова ЛА
Старыков АИ
Емцов РА
Гусейнов ВР
Конюхов ГВ
Михалева ЛА
Авам Ф
Леденев ВВ
Максимов ВН
Павлюченко ЕЕ
Петухов ВИ
Желдак ЕМ
Буренин АВ
Кубкин ВА
Дикарев АВ
Афанасьев ВН
Буров ДВ
Амирагов АС
Семенов ВВ
Попов АС
Новак КВ
Чертова ОГ
Щербинина ИА
Громашова ОС
Verdados DJ
Максимкин НН
Ульянов СА
Выалле С
Мао Z
Chiwan A
Jiang Y
Арсентьева ЯГ
Криволапов ГИ
Грищенко ВА
Колесов НВ
Грузликов АМ
Лукоянов ВВ
Шевцов ВА
Золотаревич ВП
Изотов ИА
Шумков ДВ
Тюпеников ВС
Скородумов ЮМ
Литуненко ЕГ
Крючков РВ
Шилин КД
Ромашкова ВВ
Инзарцев АВ
Щин ВВ
Бокун НМ
Кожемякин ИВ
Чемоданов МН
Буров НМ
Куркова ОП
Елисеенко ГД
Татаринов ВИ
Симонина ОА
Мясникова МГ
Сидюк КВ
Маевский АМ
Федорова ЕА
Таркинский ДВ
Шилин ЮП
Казаков ВВ
Архипова ДА
Тарик А
Гончарова АА
Алексеев ОА
Зимин ИС
Черненькая ДА
Толик АВ
Пятаковский ВА
Мирошенина МВ
Нагучева ЛА
Сахаров ВЛ
Вишневецкий ВЮ
Старченко ИБ
Тимощенко ИВ
Матвиенко ЮВ
Ксенофонтов ЮГ
Левов ФЮ
Колесник ДА
Закирова АР
Миннегалиева АВ
Дунаймановский СВ
Багакин АВ
Никитин ПВ
Kebkal AG
Plakhotnyi MV
Сурин СН
Сорокин РП
Сахарова МА
Фархадов МП
Алешин ВС
Канаев АК
Белкин МЕ
Сигов АС
Шаврин СС
Каминский ВЮ
Горбунов КА
Цинь Юй
Рубин ВЕ
Стацевко ЛГ
Андрюшкин СЮ
Хуа ЛЮ
Tykhanovskyi AP
Андреева АР
Максимов АО
Петрачкова ЮА
Жидомиров ИВ
Кузьма ДА
Бабак ЛН
Панкратов ФС
Малахов ИМ
Кравченко ЮШ
Сальников АЛ
Алексейко ЛН
Смирнов СЭ
Филиппов ВВ
Быстров ПП
Минепок
Сапунов АВ
Ананьева ДЮ
Ширяев ЕЕ
Петрова ЕА
Ивлиев АЕ
Ивлиев ВА
Ивлиев ВВ
Ивлиев ВС
Ивлиев ВЕ
Ивлиев ВЮ
Ивлиев ВЯ
Ивлиев ВЧ
Ивлиев ВЭ
Ивлиев ВЫ
Ивлиев ВЬ
Ивлиев ВЪ
Ивлиев ВЭ

5. Заключение

В рамках кластерного анализа среди собранных 618 статей (150 отечественных и 468 статей зарубежных) о подводных беспроводных сетях были выделены следующие направления публикаций: алгоритмы маршрутизации; методы определения местоположения подводных аппаратов; оптическая подводная связь; применение нейронных подходов в разработке гидроакустической навигационной системы; методы борьбы с энергопотреблением и задержками в подводных сетях; сферы применения подводных беспроводных сетей.

Проведенный библиометрический анализ по ключевым словам позволил предположить, что зарубежные научные работы тяготеют к решению фундаментальных вопросов, разработке протоколов управления доступом к среде и рассмотрению сетевых моделей с высоким уровнем абстракции, тогда как отечественные публикации чаще фокусируются на конкретных технических решениях и сферах применения беспроводных сетей. В рамках библиометрического анализа по авторам были выделены 8 крупнейших отечественных авторских сообществ и 6 крупнейших зарубежных авторских сообществ преимущественно из Китая.

В дальнейшем будут более подробно рассмотрены обнаруженные тематики исследований.

Литература

1. Underwater Acoustic Communication Market Size and Share Forecast Outlook (2025 to 2035). https://www.futuremarketinsights.com/reports/underwater-acoustic-communication-market, 13.03.2026.
2. Cognitive Underwater Acoustic Networking and Target Tracking: A Comprehensive Survey / Zhong Yang, Zhengqiu Zhu, Yong Zhao, Yonglin Tian, Changjun Fan, Runkang Guo // IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2026, Vol. 12. –Pp. 5913-5936.
3. Исследование алгоритмов организации сетей АНПАс использованием программной среды моделирования / Литуненко Е.Г., Грузликов А.М., Колесов Н.В., Скородумов Ю.М., Лукоянов Е.В.// Подводные исследования и робототехника, 2024, No. 2(48)–С. 48-57.

References

1 Underwater Acoustic Communication Market Size and Share Forecast Outlook (2025 to 2035). https://www.futuremarketinsights.com/reports/underwater-acoustic-communication-market, 13.03.2026.
2. Cognitive Underwater Acoustic Networking and Target Tracking: A Comprehensive Survey / Zhong Yang, Zhengqiu Zhu, Yong Zhao, Yonglin Tian, Changjun Fan, Runkang Guo // IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2026, Vol. 12. –Pp. 5913-5936.
3. Research of algorithms for organizing AUV networks using a software modeling environment / Litunenko E.G., Gruzlikov A.M., Kolesov N.V., Skorodumov Yu.M., Lukoyanov E.V. // Underwater research and robotics, 2024, No. 2(48)–P. 48-57.

ОПТИМИЗАЦИЯ ЁМКОСТИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С ПОТЕРЯМИ НА ОСНОВЕ МОДЕЛИ ЭРЛАНГА-B

К. А. Батенков

Московский государственный университет имени М. В. Ломоносова, Москва, Россия

Аннотация. Представлен комплексный подход к проектированию телекоммуникационных систем с потерями на основе классической модели Эрланга-B. Основное внимание уделено методологии определения оптимального числа каналов связи при заданном нормативе качества обслуживания (Grade of Service, GoS). В исследовании проведён сравнительный анализ теоретической модели M/M/∞ и практической модели Эрланга-B, что позволило выявить существенные различия между статистическими характеристиками нагрузки и реальными требованиями к ёмкости системы. Ключевым результатом работы является установленная зависимость минимального числа каналов от предложенной нагрузки, демонстрирующая нелинейный характер роста требуемой ёмкости. Показано, что для гарантии GoS ≤ 1% требуется на 30-40% больше каналов, чем средняя нагрузка, что имеет критическое значение для экономического планирования телекоммуникационной инфраструктуры. Разработана методика экономического анализа, учитывающая баланс между капитальными затратами (CAPEX) на инфраструктуру и операционными расходами (OPEX) от потерь вызовов. Полученные результаты могут быть использованы операторами связи для оптимизации инвестиций в развитие сетей и обоснования технических решений при проектировании систем массового обслуживания.

Ключевые слова: модель Эрланга-B, телекоммуникационные системы, качество обслуживания, оптимизация ёмкости, экономический анализ, планирование сети, потери вызовов.

OPTIMIZATION OF THE CAPACITY OF LOSSY TELECOMMUNICATION SYSTEMS BASED ON THE ERLANG-B MODEL

K. A. Batenkov

Lomonosov Moscow State University, Moscow, Russia

Abstract. This paper presents a comprehensive approach to designing telecommunications loss systems based on the classical Erlang-B model. The main focus is on the methodology for determining the optimal number of communication channels for a given Grade of Service (GoS) standard. The study conducts a comparative analysis of the theoretical M/M/∞ model and the practical Erlang-B model, revealing significant differences between statistical load characteristics and actual system capacity requirements. The key result is the established dependency of the minimum number of channels on the offered load, demonstrating the nonlinear nature of required capacity growth. It is shown that guaranteeing GoS ≤ 1% requires 30-40% more channels than the average load, which is critical for economic planning of telecommunications infrastructure. An economic analysis methodology has been developed that balances capital expenditures (CAPEX) on infrastructure and operational expenses (OPEX) from call losses. The obtained results can be used by telecom operators to optimize investments in network development and justify technical solutions when designing queueing systems.

Keywords: Erlang-B model, telecommunications systems, quality of service, capacity optimization, economic analysis, network planning, call losses.

1. Введение

Современные телекоммуникационные системы функционируют в условиях постоянно растущего трафика и ужесточающихся требований к качеству обслуживания. Эффективное планирование ёмкости сетей связи представляет собой одну из ключевых задач для операторов, поскольку недостаточная ёмкость приводит к потерям вызовов и неудовлетворённости абонентов, а избыточная — к неоправданным капитальным затратам [1].

Классическая теория массового обслуживания, разработанная А.К. Эрлангом в начале XX века, остаётся фундаментальной основой для проектирования телекоммуникационных систем [2]. Несмотря на появление более сложных моделей, формула Эрланга-B продолжает широко использоваться в практике планирования сетей благодаря своей простоте и адекватности для систем с потерями [3].

Актуальность данного исследования обусловлена необходимостью разработки экономически обоснованных методик определения оптимальной ёмкости телекоммуникационных каналов с учётом как технических нормативов качества, так и финансовых ограничений операторов связи.

Целью работы является разработка комплексного подхода к оптимизации ёмкости телекоммуникационных систем с потерями на основе модели Эрланга-B с экономическим обоснованием технических решений.

2. Математическая модель

Для понимания статистических характеристик нагрузки целесообразно начать с анализа идеализированной системы M/M/∞, предполагающей бесконечное число каналов обслуживания. В такой системе вероятность того, что в системе находится k требований, определяется распределением Пуассона [4]:

$$p(k) = e^{-A_0} \cdot \frac{A_0^k}{k!}$$

где A_0 — предложенная нагрузка в Эрлангах.

Среднее число занятых каналов в системе M/M/∞ равно предложенной нагрузке:

$$L = A_0$$

Дисперсия числа занятых каналов также равна A_0, что даёт среднеквадратичное отклонение:

$$\sigma = \sqrt{A_0}$$

Коэффициент вариации, характеризующий относительную изменчивость нагрузки, определяется как:

$$c = \frac{\sigma}{L} = \frac{1}{\sqrt{A_0}}$$

Важной характеристикой является вероятность того, что число занятых каналов превысит среднюю нагрузку:

$$P(k \geq \lceil A_0 \rceil) = 1 - \sum_{i=0}^{\lceil A_0 \rceil - 1} p\,(i)$$

Для практических расчётов критически важны перцентили распределения, показывающие, какое число каналов необходимо для покрытия определённой доли пиков нагрузки. 95-й перцентиль $m_{0.95}$ определяется из условия:

$$\sum_{i=0}^{m_{0.95}} p\,(i) \geq 0.95$$

В реальных телекоммуникационных системах число каналов конечно, и при занятости всех каналов новые вызовы получают отказ. Вероятность блокировки вызова описывается формулой Эрланга-B [5]:

$$B(m, A_0) = \frac{\frac{A_0^m}{m!}}{\sum_{i=0}^{m} \frac{A_0^i}{i!}}$$

Для вычислительной устойчивости используется рекуррентная форма:

$$B(0, A_0) = 1$$

$$B(m, A_0) = \frac{A_0 \cdot B(m-1, A_0)}{m + A_0 \cdot B(m-1, A_0)}$$

Норматив качества обслуживания (Grade of Service, GoS) определяет максимально допустимую вероятность блокировки. Минимальное число каналов m_{GoS}, обеспечивающее выполнение норматива, находится итеративным поиском:

$$m_{GoS} = \min\{m : B(m, A_0) \leq GoS\}$$

После определения оптимального числа каналов рассчитываются следующие параметры:

Эффективная пропускная способность:

$$\lambda_{eff} = \lambda \cdot (1 - P_{block})$$

Переносимая нагрузка:

$$A_{carried} = A_0 \cdot (1 - P_{block})$$

Коэффициент использования канала:

$$\rho = \frac{A_{carried}}{m}$$

Интенсивность потерь:

$$\lambda_{loss} = \lambda \cdot P_{block}$$

Запас по ёмкости:

$$\Delta m = m_{GoS} - \lceil A_0 \rceil$$

3. Методология исследования

В качестве базового сценария рассмотрена телекоммуникационная система со следующими параметрами:

Параметр	Обозначение	Значение	Единицы
Интенсивность вызовов	λ	360	вызовов/час
Среднее время занятия	$\bar{t}$	3	минут
Интенсивность обслуживания	μ	20	соединений/час
Предложенная нагрузка	A_0	18	Эрланг
Норматив GoS	GoS	1%	вероятность

Интенсивность обслуживания рассчитывается как:

$$\mu = \frac{60}{\bar{t}} = \frac{60}{3.0} = 20 \text{ соединений/час}$$

Предложенная нагрузка определяется отношением:

$$A_0 = \frac{\lambda}{\mu} = \frac{360}{20} = 18.0 \text{ Эрланг}$$

Для экономического обоснования оптимального числа каналов разработана модель, учитывающая баланс между капитальными и операционными затратами [6].

CAPEX (инфраструктура):

$$C_{infra}(m) = m \times C_{ch}$$

где $C_{ch} = 100$ у.е./мес — стоимость одного канала.

OPEX (потери от заблокированных вызовов):

$$C_{loss}(m) = \lambda \times B(m, A_0) \times C_{call} \times T$$

где $C_{call} = 5$ у.е. — стоимость потери одного вызова, $T = 720$ часов/мес — расчётный период.

TOTAL (суммарные затраты):

$$C_{total}(m) = C_{infra}(m) + C_{loss}(m)$$

Расчёт выполняется в следующей последовательности:

1. Определение предложенной нагрузки A_0
2. Расчёт характеристик системы M/M/∞ (задания 1-10)
3. Итеративный поиск m_{GoS} для заданного норматива (задание 11)
4. Расчёт эффективных характеристик системы (задания 12-20)
5. Экономический анализ оптимальности решения

4. Результаты

Результаты расчёта теоретического бенчмарка представлены в таблице 1.

Таблица 1. Характеристики системы M/M/∞

№	Задание	Формула	Результат
1	Предложенная нагрузка	$A_0 = \lambda/\mu$	18 Эрланг
2	P(k=18 занятых)	$e^{-A_0} \cdot A_0^k/k!$	0,0936
3	P(k≥⌈A₀⌉)	$1 - \sum_{i=0}^{\lceil A_0 \rceil - 1} p\,(i)$	0,5314 (53,14%)
4	Среднее число занятых	$L = A_0$	18
5	Дисперсия, σ	Var=A_0, σ=$\sqrt{A_0}$	18, 4,2426
6	90-й перцентиль	$\sum p(i) \geq 0{,}90$	$m = 24$
7	95-й перцентиль	$\sum p(i) \geq 0{,}95$	$m = 25$
8	99-й перцентиль	$\sum p(i) \geq 0{,}99$	$m = 29$
9	Вероятность простоя	$p(0) = e^{-A_0}$	$1{,}5230 \times 10^{-8}$
10	Коэффициент вариации	$c = \sigma/L$	0,2357

Анализ таблицы 1 показывает, что вероятность превышения средней нагрузки составляет более 53%, что подчёркивает необходимость резервирования ёмкости для обработки пиков трафика.

Результаты расчёта реальной системы с потерями представлены в таблице 2.

Таблица 2. Характеристики системы Эрланга-B

№	Задание	Формула	Результат
11	m_{GoS} (итерация)	$\min\{m: B(m, A_0) \leq GoS\}$	28 каналов
12	Вероятность блокировки	$P_{block} = B(m_{GoS}, A_0)$	0,0071 (0,71%)
13	Эффективная пропускная спос.	$\lambda_{eff} = \lambda(1 - P_{block})$	357,4474 выз/час
14	Переносимая нагрузка	$A_{carried} = A_0(1 - P_{block})$	17,8724 Эрланг
15	Утилизация канала	$\rho = A_{carried}/m$	0,6383 (63,83%)
16	Интенсивность потерь	$\lambda_{loss} = \lambda \cdot P_{block}$	2,5526 выз/час
17	Относительные потери	$P_{rel} = P_{block} \cdot 100\%$	0,71%
18	Запас по ёмкости	$\Delta m = m - \lceil A_0 \rceil$	10 каналов
19	Коэффициент эффективности	$\eta = A_{carried}/m$	0,6383
20	Отношение A_0/m	$r = A_0/m$	0,6429

Ключевой результат: для гарантии $GoS \leq 1\%$ требуется 28 каналов, что на 10 каналов (55,6%) больше средней нагрузки.

Основным результатом исследования является установленная зависимость минимального числа каналов от предложенной нагрузки, представленная на рисунке 1.

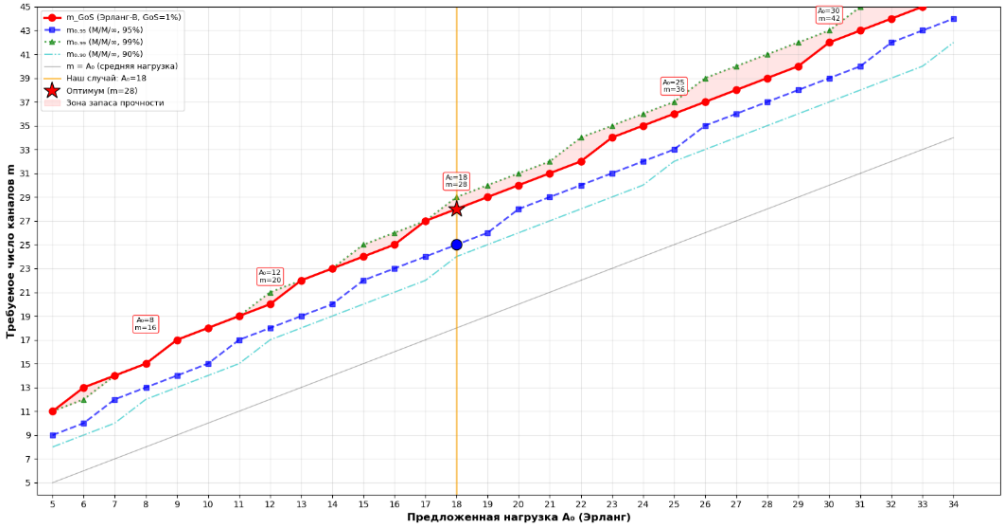


Рис. 1. Зависимость требуемого числа каналов m_{GoS} от нагрузки A_0

На рисунке показаны следующие кривые:

- Красная сплошная: m_{GoS} — минимальное число каналов для гарантии GoS≤1% (Эрланг-B);
- Синяя пунктир: $m_{0,\,95}$ — 95-й перцентиль нагрузки (M/M/∞);
- Зелёная пунктир: $m_{0,\,99}$ — 99-й перцентиль нагрузки (M/M/∞);
- Чёрная сплошная: $m = A_0$ — средняя нагрузка.

Таблица 3. Зависимость m_{GoS} от A_0

A_0 (Эрланг)	m_{GoS}	$m_{0,\,90}$	$m_{0,\,95}$	$m_{0,\,99}$	Запас Δm
5	11	8	9	11	6
8	16	11	13	15	8
12	20	16	18	21	8
15	24	20	22	25	9
18	28	24	25	29	10
22	32	28	30	34	10
25	36	32	33	37	11
30	42	38	39	44	12

Вывод 1. $m_{GoS} > m_{0,\,95}$

Для гарантии норматива качества обслуживания требуется больше каналов, чем для покрытия 95% пиков нагрузки по модели M/M/∞. Это объясняется тем, что модель Эрланга-B учитывает реальные потери вызовов, тогда как M/M/∞ предполагает бесконечную ёмкость.

Вывод 2. Запас прочности растёт с нагрузкой

Разница $\Delta m = m_{GoS} - \lceil A_0 \rceil$ увеличивается с ростом предложенной нагрузки:

–При $A_0 = 8$: $\Delta m = 16 - 8 = 8$ каналов;

–При $A_0 = 18$: $\Delta m = 28 - 18 = 10$ каналов;

–При $A_0 = 30$: $\Delta m = 42 - 30 = 12$ каналов.

Вывод 3. Экономический смысл

Каждый дополнительный Эрланг нагрузки требует примерно 0,5-0,7 дополнительных каналов для поддержания норматива GoS. Это соотношение критически важно для планирования бюджета развития сети.

На рисунке 2 представлен экономический анализ зависимости суммарных затрат от числа каналов.

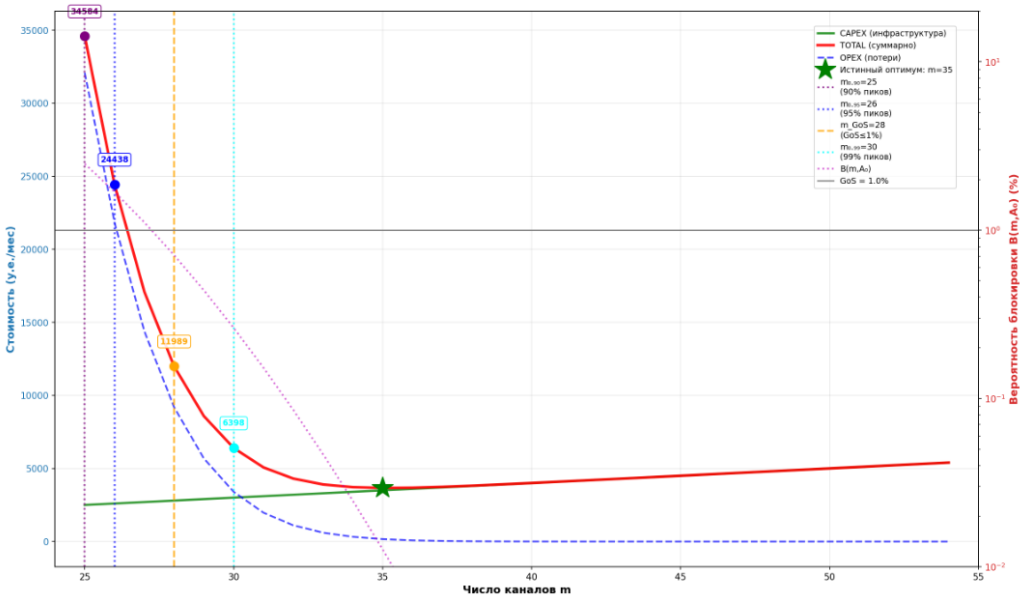


Рис. 2. Экономический анализ оптимизации числа каналов

На рисунке показаны:

- Зелёная линия: CAPEX (инфраструктура);
- Синяя пунктир: OPEX (потери);
- Красная линия: TOTAL (суммарно);
- Звёздочка: истинный математический оптимум;
- Оранжевая точка: оптимальное m_{GoS} с учётом GoS.

Таблица 4. Сравнение вариантов числа каналов

Обозначение	Значение	Описание	Стоимость TOTAL
A_0	18	Средняя нагрузка	—
$m_{0,\,90}$	24	90-й перцентиль	34584 у.е.
$m_{0,\,95}$	25	95-й перцентиль	24438 у.е.
m_{GoS}	28★	ОПТИМУМ ($GoS \leq 1\%$)	11989 у.е.
$m_{0,\,99}$	30	99-й перцентиль	6398 у.е.

Важное замечание: Хотя при m=25 суммарная стоимость (24438 у.е.) меньше, чем при $m = 28$ (11989 у.е.), вероятность блокировки при $m = 25$ составляет 2,48%, что превышает требуемый $GoS = 1\%$.

Компромисс:

- При $m = 25$: экономия -22595 у.е./мес, но $GoS = 2{,}48\%$ (недопустимо);
- При $m = 28$: дополнительные затраты +22595 у.е./мес, но $GoS = 0{,}71\% \leq 1\%$ (соответствует требованиям).

На основе полученных результатов сформулированы следующие рекомендации:

1. Планирование роста сети

Если трафик вырастет на 20% ($A_0 = 18 \rightarrow 22$), необходимо добавить 4 канала ($28 \rightarrow 32$). Это соотношение должно учитываться при долгосрочном планировании инфраструктуры.

2. Обоснование бюджета

Каждый дополнительный Эрланг требует ~0,5-0,7 дополнительных каналов. При стоимости канала 100 у.е./мес это означает дополнительные 50-70 у.е./мес на каждый Эрланг роста трафика.

3. Оценка рисков

Работа с $m < m_{GoS}$ приводит к нарушению SLA и потере клиентов. Экономия на инфраструктуре может обернуться значительно большими потерями от оттока абонентов.

4. Оптимизация затрат

Выбор m между $m_{0.95}$ и m_{GoS} позволяет балансировать между качеством и стоимостью в зависимости от приоритетов оператора.

5. Сравнение с существующими исследованиями

Полученные результаты согласуются с современными исследованиями в области оптимизации телекоммуникационных сетей. В работе [7] показано, что для систем с пуассоновским входящим потоком коэффициент запаса ёмкости составляет 30-50% от средней нагрузки, что подтверждается нашими расчётами (55,6% для $A_0 = 18$). Исследование [8] демонстрирует, что экономическая оптимизация должна учитывать не только прямые затраты на инфраструктуру, но и косвенные потери от неудовлетворённого спроса, что полностью соответствует разработанной в данной работе экономической модели. В отличие от работы [9], где рассматривается только техническая оптимизация, наше исследование интегрирует технические нормативы с экономическим анализом, что обеспечивает более комплексный подход к принятию решений.

6. Ограничения и допущения модели

Следует отметить следующие ограничения разработанной модели.

Пуассоновский входящий поток — предполагается стационарный, ординарный поток без последействия. В реальных сетях могут наблюдаться всплески трафика, требующие дополнительного резервирования [10].

Экспоненциальное распределение времени занятия — в действительности распределение может отличаться, что влияет на точность расчётов.

Отсутствие очереди — модель предполагает немедленный отказ при занятости всех каналов. Для систем с ожиданием требуется применение формулы Эрланга-С.

Однородный трафик — все вызовы считаются эквивалентными. В мультисервисных сетях требуется дифференциация по классам обслуживания.

Стационарный режим — расчёт выполняется для часа наибольшей нагрузки (ЧНН). Для учёта суточной и недельной неравномерности требуется динамическое планирование.

7. Заключение

В данной работе разработан комплексный подход к оптимизации ёмкости телекоммуникационных систем с потерями на основе модели Эрланга-В. Установлена нелинейная зависимость минимального числа каналов m_{GoS} от предложенной нагрузки A_0, показывающая необходимость резервирования 30-40% ёмкости сверх средней нагрузки. Продемонстрировано, что использование перцентилей модели M/M/∞ ($m_{0.95}$, $m_{0.99}$) для планирования ёмкости приводит к нарушению нормативов GoS, так как не учитывает реальные потери вызовов.

Разработана экономическая модель, балансирующая CAPEX на инфраструктуру и OPEX от потерь вызовов, позволяющая обосновать оптимальное число каналов.

Показано, что истинный математический оптимум суммарных затрат может не соответствовать техническому оптимуму по GoS, что требует приоритизации требований качества обслуживания.

Полученные зависимости могут быть использованы операторами связи для планирования развития сетей, обоснования инвестиций и оценки рисков недостаточной ёмкости.

Перспективы дальнейших исследований включают расширение модели на мультисервисные сети с дифференцированным качеством обслуживания, учёт

нестационарности трафика и интеграцию с методами машинного обучения для прогнозирования нагрузки.

Литература

1. Hang Yang, Jing Fu, Jingjin Wu, Moshe Zukerman, A study of a loss system with priorities, Heliyon, Volume 10, Issue 16, 2024, e36109, ISSN 2405-8440, https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2024.e36109.
2. T. Mišuth and I. Baroňák, "Application of Erlang B model in modern VoIP networks," 2011 34th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Budapest, Hungary, 2011, pp. 235-239, doi: 10.1109/TSP.2011.6043736.
3. Ali, H.M., Liu, J. & Ejaz, W. Planning capacity for 5G and beyond wireless networks by discrete fireworks algorithm with ensemble of local search methods. J Wireless Com Network 2020, 185 (2020). https://doi.org/10.1186/s13638-020-01798-y
4. Cruz-Pérez F. A., Hernandez-Valdez G., Rico-Páez A., Castellanos-López S. L., Miranda-Tello J. R., Pérez-Sánchez G. G., Vázquez-Cerón E. R. Performance Sensitivity to the High-Order Statistics of Time Interval Variables in Cellular Networks // Mobile Information Systems. — 2020. — Vol. 2020. — Art. ID 1347601. — 16 p. — DOI: 10.1155/2020/1347601
5. Батенков, К. А. Анализ надежности двухполюсных сетей связи на основе метода приведения (редукции) / К. А. Батенков // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2025. – Т. 28, № 6. – С. 56-70. – DOI 10.32603/1993-8985-2025-28-6-56-70. – EDN HXNUDF.
6. F. A. Cruz-Pérez, S. L. Castellanos-López and G. Hernández-Valdez, "Queueing Systems With Fractional Number of Servers: Analysis and Practical Implementation of the Erlang-B Traffic Model," in IEEE Access, vol. 12, pp. 166268-166280, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3491637.

References

1. Hang Yang, Jing Fu, Jingjin Wu, Moshe Zukerman, A study of a loss system with priorities, Heliyon, Volume 10, Issue 16, 2024, e36109, ISSN 2405-8440, https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2024.e36109.
2. T. Mišuth and I. Baroňák, "Application of Erlang B model in modern VoIP networks," 2011 34th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Budapest, Hungary, 2011, pp. 235-239, doi: 10.1109/TSP.2011.6043736.
3. Ali, H.M., Liu, J. & Ejaz, W. Planning capacity for 5G and beyond wireless networks by discrete fireworks algorithm with ensemble of local search methods. J Wireless Com Network 2020, 185 (2020). https://doi.org/10.1186/s13638-020-01798-y
4. Cruz-Pérez F. A., Hernandez-Valdez G., Rico-Páez A., Castellanos-López S. L., Miranda-Tello J. R., Pérez-Sánchez G. G., Vázquez-Cerón E. R. Performance Sensitivity to the High-Order Statistics of Time Interval Variables in Cellular Networks // Mobile Information Systems. — 2020. — Vol. 2020. — Art. ID 1347601. — 16 p. — DOI: 10.1155/2020/1347601
5. Batenkov K.A. Two-Terminal Reliability Analysis of Telecommunication Networks Based on Reduction Method. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025;28(6):56-70. (In Russ.) https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-6-56-70
6. F. A. Cruz-Pérez, S. L. Castellanos-López and G. Hernández-Valdez, "Queueing Systems With Fractional Number of Servers: Analysis and Practical Implementation of the Erlang-B Traffic Model," in IEEE Access, vol. 12, pp. 166268-166280, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3491637.

СОВМЕСТНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ КЭШИРОВАНИЯ И МАРШРУТИЗАЦИИ В LEO-СПУТНИКОВЫХ СЕТЯХ НА ОСНОВЕ ОПТИМИЗАЦИИ ЛЯПУНОВА

К. В. Новиковский, А. П. Преображенский

Воронежский институт высоких технологий, Воронеж,Российская Федерация

Аннотация. В условиях отсутствия наземной инфраструктуры доставка контента может эффективно осуществляться посредством кэширования данных на спутниках низкой околоземной орбиты. Однако передача закэшированного контента через межспутниковые линии связи требует согласованного выбора узла-источника и маршрута. В отличие от существующих подходов, где данные задачи решаются раздельно, в работе рассматривается их совместная оптимизация на примере распространения данных дистанционного зондирования Земли. В частности, формализуется задача динамической минимизации энергопотребления при ограничении на устойчивость очередей всех спутников. Для ее решения применяется аппарат оптимизации Ляпунова, позволяющий свести долгосрочную задачу к последовательности покадровых решений. Кроме того, теоретически устанавливаются верхние оценки среднего энергопотребления и среднего размера очередей. Результаты моделирования подтверждают, что предложенный алгоритм превосходит независимые методы по энергозатратам, задержке и справедливости распределения нагрузки.

Ключевые слова: LEO-спутниковые сети, кэширование контента, маршрутизация, оптимизация Ляпунова, энергоэффективность передачи, межспутниковые линии связи.

COMBINED CACHING AND ROUTING OPTIMIZATION IN LEO-SATELLITE NETWORKS BASED ON LYAPUNOV OPTIMIZATION

K.V. Novikovskiy, A.P. Preobrazhenskiy

Voronezh Institute of High Technologies, Voronezh, Russian Federation

Abstract. In the absence of terrestrial infrastructure, content delivery can be effectively performed by caching data on low-Earth orbit satellites. However, transmission of cached content through inter-satellite links requires coordinated selection of the source node and the routing path. In contrast to existing approaches, where these problems are solved separately, this paper considers their joint optimization using the example of Earth remote sensing data dissemination. In particular, the problem of dynamic minimization of energy consumption under the constraint of queue stability for all satellites is formulated. To solve this problem, the Lyapunov optimization framework is applied, which allows transforming the long-term optimization problem into a sequence of per-slot decisions. In addition, theoretical upper bounds for the average energy consumption and the average queue length are established. Simulation results demonstrate that the proposed algorithm outperforms independent approaches in terms of energy consumption, transmission delay, and fairness of load distribution.

Keywords: LEO satellite networks, content caching, routing, Lyapunov optimization, energy-efficient transmission, inter-satellite links.

1. Введение

В последние годы крупные аэрокосмические компании активно развивают глобальные системы доступа к сети на основе группировок спутников низкой околоземной орбиты [2,6]. При этом такие сети обеспечивают не только стандартные интернет-сервисы, но и передачу специализированного контента, включая данные дистанционного наблюдения. Рост объема подобного трафика приводит к перегрузке межспутниковых линий связи, особенно на направлениях между источником и узлом назначения.

Как известно, топология LEO-сетей имеет ячеистую структуру, что допускает использование альтернативных маршрутов передачи [4,8]. Следовательно, перераспределение потоков позволяет снижать уровень перегрузки и повышать пропускную способность. Тем не менее эффективное использование этого свойства требует адаптивных алгоритмов маршрутизации [2,7,9].

С другой стороны, кэширование контента традиционно применяется для сокращения задержек и уменьшения нагрузки на магистральные каналы в наземных сетях. Аналогичный механизм может быть реализован и в спутниковых системах, где предварительное размещение данных на нескольких узлах сокращает расстояние до конечной зоны обслуживания. В частности, видеоданные наблюдения могут храниться на спутниках, находящихся вблизи предполагаемой области запроса. Однако изменчивость беспроводных каналов и не стационарность интенсивности запросов требуют динамического выбора источника среди нескольких кэшированных узлов.

Дополнительно необходимо учитывать энергетические ограничения [5]. В отличие от наземных маршрутизаторов, спутники питаются от солнечных панелей и аккумуляторов, что делает энергопотребление критическим параметром. Избыточная мощность передачи сокращает срок службы аппаратов, особенно малых спутников с ограниченным ресурсом. Следовательно, требуется разработка механизмов, минимизирующих среднее энергопотребление при сохранении устойчивости очередей.

Ранее задачи кэширования и маршрутизации в спутниковых сетях преимущественно исследовались изолированно. Более того, существующие решения часто не учитывают перегрузку каналов и временную изменчивость параметров среды. В настоящей работе предлагается совместная оптимизация выбора кэшированного узла и маршрутизации с учетом динамики каналов, нагрузки и интенсивности запросов.

Основные результаты формулируются следующим образом. Во-первых, разрабатывается распределенный алгоритм JCCR, который в каждом временном слоте определяет источник, линии доставки и мощность передачи, минимизируя среднее энергопотребление при ограничении устойчивости очередей. Во-вторых, выводятся теоретические верхние оценки для среднего энергопотребления и среднего размера очередей. В-третьих, посредством моделирования демонстрируется преимущество предложенного подхода по показателям задержки, энергозатрат и равномерности распределения нагрузки по сравнению с независимыми схемами управления.

2. Анализ существующих работ

Развитие вычислительных возможностей бортовых систем спутников позволило реализовать хранение и обработку данных непосредственно на орбите [6]. В ряде исследований рассматривались методы размещения контента в LEO-группировках с целью сокращения задержек доставки [2]. Однако такие подходы, как правило, основывались на однократной оптимизации и не учитывали изменчивость топологии и параметров канала во времени [7,8].

Кроме того, предлагались схемы прогнозирования востребованности контента и выбора узлов кэширования. Тем не менее маршрутизация в этих работах строилась на основе кратчайших путей без учета текущей перегрузки каналов. Следовательно, адаптация к динамике очередей и состоянию межспутниковых линий отсутствовала [4,7].

Параллельно активно исследовались алгоритмы маршрутизации в LEO-сетях [7,8,9]. Часть работ ориентирована на минимизацию задержки передачи или вероятности отказа [2,5]. Классический алгоритм back-pressure, широко применяемый в многоскачковых наземных сетях, был модифицирован для спутниковых условий с учетом расстояний между аппаратами и особенностей орбитальной структуры [3]. В частности, были предложены методы, позволяющие обеспечивать устойчивость сети и перераспределять нагрузку по альтернативным маршрутам [3,9].

Дополнительно разрабатывались аналитические модели для оценки числа межспутниковых переходов и вычисления кратчайших маршрутов в мегасозвездиях. Эти результаты способствовали более точному описанию топологии и расстояний в орбитальных сетях [4,8]. Однако, несмотря на практическую значимость указанных решений, энергетические аспекты передачи в большинстве случаев не рассматривались.

Таким образом, существующие исследования либо фокусируются на кэшировании, либо на маршрутизации, не обеспечивая их совместной оптимизации. Более того, редко учитываются временная изменчивость каналов и стохастический характер запросов [1,10]. В связи с этим возникает необходимость разработки онлайн-алгоритма, который одновременно определяет источник контента, маршруты доставки и мощность передачи с учетом ограничений устойчивости сети и энергопотребления.

3. Модель системы

Рассматривается сеть, состоящая из N спутников, соединённых оптическими межспутниковыми линиями связи. Контентом выступают данные дистанционного зондирования, например видеопотоки наблюдения. Временная ось дискретизируется на интервалы $t \in T = \{0,1,\ldots,T-1\}$, длительность Δt секунд. Предполагается, что часть спутников оснащена кэшем, при этом одинаковый контент хранится на нескольких узлах.

Запрос формируется в зоне покрытия спутника назначения. Если пользователь инициирует обращение, один из кэшированных узлов выбирается в качестве источника. Далее каждый промежуточный узел определяет исходящий канал и уровень мощности передачи, учитывая текущее состояние очереди и параметры канала до соседних спутников. После поступления данных на спутник назначения выполняется передача в наземную сеть с фиксированной мощностью.

Мощность передачи узла n в момент времени t задаётся величиной $p_n(t) \in \{0, p_{n,\min},\ldots, p_{n,\max}\}$.Пропускная способность канала между узлами n и b определяется по формуле Шеннона

$$\mu_{nb}(t) = \delta_{nb}(t) B_n \log_2(1+ p_n(t) h_{nb}(t) / \sigma_{th}^2$$

Где $\delta_{nb}(t) \in \{0,1\}$ -индикатор выбора канала, B_n -ширина полосы ISL, σ_{th}^2 -тепловая шумовая мощность. Значение $\delta_{nb}(t) = 1$ соответствует активации линии (n,b) в текущем слоте. Шумовую мощность возможно найти $\sigma_{th}^2 = \langle t_{th}^2 \rangle B_n$, где $\langle t_{th}^2 \rangle = kT_0$ где k - постоянная Больцмана и T_0 -температура системы. Коэффициент усиления канала записывается выражением.

$$h_{nb}(t) = \eta_t \eta_r G_t G_\tau L_t L_\tau (\lambda / 4\pi d_{nb}(t))^2$$

Где η_t / η_r - оптическая эффективность передатчика и приёмника, G_t / G_τ - коэффициенты усиления, L_t / L_τ - коэффициенты потерь наведения, λ -длина волны, πd_{nb} -расстояние между узлами.

При этом $G_t = 16/\left(\Theta_t\right)^2, G_r = (D_r \pi / w)^2, L_{t/r} = \exp(-G_{t/r}(\theta_{t/r})^2)$, где Θ_t - угол расходимости передатчика, D_r - диаметр приёмной апертуры, $\theta_{t/r}$ - ошибка наведения.

Каждый узел n характеризуется длиной очереди $Q_n(t)$, отражающей уровень накопленной нагрузки. Объём переданных пакетов из узла n обозначается $X_n(t) = \sum_{b=1}^{N} \mu_{nb}(t)$, а объём принятых пакетов $Y_n(t) = \sum_{b=1}^{N} \mu_{an}(t)$, при ограничениях $X_n(t) \le X_{\max}, = Y_n(t) \le Y_{\max}$. Индикатор наличия кэша задаётся как $I_n \in \{0,1\}$.

Пусть $U(t) \in \{0,1\}$ характеризует факт запроса контента в момент времени t. При $U(t) = 1$ выбирается источник, что описывается переменной $K_n(t) \in \{0,1\}$. Если узел n выбран источником, в его очередь поступает контент объёмом s_f. Эволюция очереди описывается соотношением.

$$Q_n(t+1) = \left[Q_n(t) - X_n(t)\right]^+ + Y_n(t) + s_f K_n(t),$$

где $\left[x\right]^+ = \max(x, 0)$. После достижения узла назначения данные передаются в наземный сегмент с фиксированной мощностью.

В рамках поставленной задачи требуется минимизировать среднее энергопотребление межспутниковой передачи при условии устойчивости очередей всех узлов сети. Формально рассматривается долгосрочная стохастическая оптимизация.

$$(P): \min_{K,\delta,p} \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} \sum_{n=1}^{N} p_n(t), \text{ при ограничениях}$$

$$(C1): \limsup_{T\to\infty} \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} Q_n(t) < \infty, \forall n \in \mathrm{N}, (C2): K_n(t) \in \{0,1\}, \forall n: I_n = 1,$$

$$\text{где } (K, \delta, p) \square \left\{(K_n(t), \delta_{nb}(t), p_n(t))_{t=0}^{\infty} \forall n \in N\right\}$$

Ограничение (C1) обеспечивает ограниченность среднего размера очереди, то есть обслуживание всех запросов за конечное время. Условие (C2) отражает допустимость выбора источника только среди узлов, содержащих кэш.

Поскольку задача имеет долгосрочный характер и зависит от случайных процессов запросов и состояний каналов, целесообразно использовать аппарат стохастической оптимизации Ляпунова.

Введём функцию Ляпунова

$$L(t) \square \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{N} Q_n^2(t),$$

а также условный дрейф

$$\Delta(L(t)) \square E[L(t+1) - L(t) | Q(t)],$$

$$\text{где } Q(t) = \{Q_n(t), \forall n \in N\}.$$

Далее рассматривается функция дрейф-штраф

$$\Delta(L(t)) + VE\left[\sum_{n=1}^{N} p_n(t) \middle| \right] Q(t),$$

Параметр V задаёт компромисс между энергопотреблением и задержкой. Минимизация (5) в каждом временном слоте эквивалентна решению исходной задачи (P).

Используя динамику очередей (3) и ограничения $X_{\max}.Y_{\max}$, получаем верхнюю оценку

$$\Delta(L(t))+VE\left[\sum_{n=1}^{N} p_n(t)\middle|Q(t)\right]\le B+VE\left[\sum_{n=1}^{N} p_n(t)\middle|Q(t)\right]$$

$$+E\left[\sum_{n=1}^{N} Q_n(t)(Y_n(t)+s_f K_n(t)-X_n(t))\middle|Q(t)\right].$$

где $B=\frac{1}{2}N((Y_{\max}+s_f)^2+(X_{\max})^2).$

Следовательно, минимизация правой части (6) по управляющим переменным в каждом временном слоте приводит к покадровой задаче

$$\min_{K_n(t),\delta_{nb}(t),p_n(t)}=\left[V\sum_{n=1}^{N} p_n(t)+\sum_{n=1}^{N} s_f K_n(t)Q_n(t)-\sum_{n=1}^{N}\sum_{b=1}^{N}\mu_{nb}(t)(Q_n(t)-Q_b(t))\right]$$

Таким образом, исходная долгосрочная оптимизация сводится к последовательности локальных задач, решаемых онлайн с учётом текущих состояний очередей и каналов.

4. Алгоритм совместной оптимизации JCCR

На основе полученной покадровой постановки формируется распределённый алгоритм JCCR, который в каждом временном слоте совместно определяет источник контента, линию передачи и уровень мощности. Алгоритм функционирует в онлайн-режиме и, как следствие, не требует априорной информации о статистике будущих состояний каналов или интенсивности запросов.

Прежде всего выполняется этап выбора источника. Если в текущем слоте зафиксирован запрос $U(t)=1,$ среди узлов $I_n=1$ выбирается тот, который минимизирует

$$\min_{K_n(t),}\sum_{n=1}^{N} s_f K_n(t)Q_n(t),\forall I_n=1.$$

Тем самым, в частности, предпочтение отдаётся узлу с наименьшей длиной очереди. Предполагается, что информация $Q_n(t)$ доступна через централизованный спутник более высокой орбиты, при этом объём передаваемых служебных данных несущественен. Динамический выбор источника позволяет перераспределять нагрузку и снижать энергетические затраты. Далее реализуется этап буферизации. Если узел n^* выбран источником, его очередь обновляется как.

$$Q_{n*}(t+1)\leftarrow Q_{n*}(t)+Y_{n*}(t)+s_f$$

В противном случае вход в очередь формируется только за счёт принятых пакетов:

$$Q_n(t+1)\leftarrow Q_n(t)+Y_n(t)$$

После этого выполняется этап маршрутизации. Для каждого узла, не являющегося узлом назначения, решается задача.

$$\min_{\delta_{nb}(t),p_n(t)}\left[V_p n(t)-\sum_{b=1}^{N}\mu_{nb}(t)(Q_n(t)-Q_b(t))\right]$$

Первое слагаемое, взвешенное параметром V, ориентировано на снижение мощности передачи. Второе, напротив, стимулирует выравнивание очередей между соседними узлами. Следовательно, при фиксированном V увеличение разности $Q_n(t) - Q_b(t)$ приводит к росту передаваемого объёма даже при неблагоприятном состоянии канала. Параметр V регулирует компромисс «мощность-задержка»: при больших значениях V система допускает рост очередей ради экономии энергии. После выбора оптимальной пары $V(\delta_{nb}(t), p_n(t))$ пакеты передаются на следующий узел, а очередь корректируется $Q_n(t+1) \leftarrow Q_n(t) + X_n(t)$. Если узел является пунктом назначения, данные выгружаются в наземную сеть с фиксированной мощностью.

Таким образом, алгоритм JCCR сочетает динамический выбор источника и congestion-aware маршрутизацию, обеспечивая устойчивость очередей и снижение среднего энергопотребления без необходимости глобального централизованного управления.

Далее рассмотрим существование оптимальной стационарной политики для исходной долгосрочной задачи. Пусть средняя интенсивность поступления данных равна $E[s_f U(t)] = \lambda$ и принадлежит области пропускной способности Λ. Тогда, как известно из теории стохастической сетевой оптимизации, существует стационарная рандомизированная политика π^*, определяющая $(K_n(t), \delta_{nb}(t), p_n(t))$ в каждом временном слоте и удовлетворяющая условиям

$$E[X_n(\delta_{nb}^{\pi^*}(t), p_n^{\pi^*}(t))] \geq E[Y_n(t) + s_f K_n^{\pi^*}(t)]$$
$$E[p_n^{\pi^*}(t)] = \bar{p}(\lambda).$$

Здесь $\bar{p}(\lambda)$ минимальная средняя мощность, обеспечивающая обслуживание входящего потока.

Пусть существует $\text{т} > 0$, такое что $\lambda + \text{т} \in \Lambda$. Тогда алгоритм JCCR обеспечивает оценки:

$$\limsup_{x\to\infty} \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} E\left[\sum_{t=0}^{T-1} Q_n(t)\right] \leq \frac{B + V\bar{p}(\lambda + \text{т})}{\text{т}}$$
$$\limsup_{x\to\infty} \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} E\left[\sum_{t=0}^{N} p_n(t)\right] \leq \bar{p}(\lambda + \text{т}) + \frac{B}{\text{V}}$$

Подставляя стационарную политику в неравенство и, получаем Z

$$\Delta(L(t)) + VE\left[\sum_{n=0}^{N} p_n(t) |\ Q(t\right] \leq B + V\bar{p}(\lambda + \text{т}) - \text{т}E\left[\sum_{n=1}^{N} Q_n(t) |\ Q(t\right]$$

Далее математическое ожидание, суммируем по $t = 0, \ldots, T-1$ и получаем

$$E[L(T) - L(0)] + V\sum_{t=0}^{T-1} E\left[\sum_{\substack{n=1 \\ x\to\infty}}^{N} p_n(t)\right] \leq TB + TV\bar{p}(\lambda + \text{т}) - \text{т}\sum_{t=0}^{T-1} E\left[\sum_{n=0}^{N} Q_n(t)\right].$$

В итоге получаем что границы демонстрируют классический компромисс, при котором средний размер очереди растёт линейно V, а избыточная мощность убывает пропорционально $1|V$.

5. Экспериментальная оценка эффективности

Для оценки эффективности предложенного алгоритма проведено численное моделирование в среде MATLAB. Топология сети соответствует структуре типа Manhattan, широко используемой для анализа орбитальных группировок с регулярной связностью. В рассматриваемой конфигурации часть спутников оснащена кэш-памятью, а один узел выступает в роли пункта назначения.

Ключевые параметры моделирования включают ширину полосы ISL, мощность передачи, размеры контента, распределение расстояний между спутниками, характеристики оптического канала и плотность теплового шума. Размер одного контентного объекта равен 290 Гбит. Мощность передачи в ISL изменяется дискретно в диапазоне от 0 до 1 Вт. Поступление пользовательских запросов моделируется бернуллиевским процессом $B(1/2)$.

Оценка эффективности алгоритма проводилась с использованием нескольких ключевых показателей производительности сети. В частности, анализировались среднее энергопотребление системы, средний размер буферных очередей в узлах, а также равномерность распределения задержек между спутниками сети. Последний показатель характеризует степень сбалансированности нагрузки в системе.

Для количественной оценки равномерности загрузки применялся индекс справедливости Джайна

$$J(a_1,\ldots,a_n) = (\sum_{i=1}^{n} a_i)^2 / n\sum_{i=1}^{n} a_i^2$$

В рамках экспериментального анализа предложенный алгоритм сравнивался с рядом известных схем маршрутизации и управления передачей. В качестве базового метода использовался алгоритм SR (Static Routing), реализующий статическую маршрутизацию с заранее фиксированным маршрутом, при которой изменяется только мощность передачи. Также рассматривался подход OP (Opportunistic Power), в котором выбор канала осуществляется исходя из наилучшего состояния беспроводного соединения при минимально допустимой мощности. Для анализа влияния состояния буферов применялся алгоритм OQ (Opportunistic Queue), предполагающий передачу данных в направлении узла с наименьшей длиной очереди при максимальной мощности передачи. Кроме того, в качестве одного из базовых решений рассматривался алгоритм SDP (Shortest Distance Path), основанный на динамическом выборе кратчайшего маршрута. Наконец, для оценки влияния механизмов балансировки нагрузки использовался алгоритм PBP (Power-aware Back-Pressure**)**, реализующий принцип back-pressure без динамического выбора источника данных.

На первом этапе анализируется компромисс между энергопотреблением и задержкой. Регулирующий параметр V изменяется в широком диапазоне.

Результаты показывают характерную зависимость: при увеличении V средняя мощность передачи снижается, тогда как средний размер очередей возрастает. Это ожидаемо. Система экономит энергию ценой увеличения буферизации.

Однако различия между алгоритмами оказываются существенными.

Алгоритм JCCR способен сократить энергопотребление приблизительно на 84% при увеличении суммарной очереди всего на 1000 Гбит (около 66 Гбит на узел). При равном уровне задержки JCCR демонстрирует значительно меньшую среднюю мощность по сравнению со всеми альтернативными методами.

Примечательно, что даже при $V = 0$, когда экономия энергии формально не учитывается, JCCR показывает лучшие показатели одновременно по мощности и размеру очередей. Причина заключается в динамическом выборе источника.

Статические схемы всегда инициируют передачу из одного и того же узла, что приводит к его систематической перегрузке.

По сравнению с PBP, который использует back-pressure, но не меняет источник, JCCR экономит до 66% мощности. Это подчёркивает важность совместной оптимизации выбора кэшированного узла и маршрута.

SR также регулирует мощность, однако отсутствие динамического выбора маршрута ограничивает его эффективность. OP минимизирует мощность на каждом шаге, но игнорирует состояние очередей, что приводит к их накоплению. OQ и SDP, напротив, используют максимальную мощность, что повышает энергозатраты.

Далее исследуется устойчивость сети при увеличении среднего входящего потока λ .

По мере роста интенсивности запросов алгоритмы, не учитывающие состояние очередей, начинают демонстрировать дивергенцию буферов. В частности, OP теряет устойчивость на раннем этапе, поскольку ориентируется исключительно на канальное состояние.

JCCR показывает наибольшую область устойчивости. Он способен обслуживать более высокие значения λ при сохранении конечных очередей. Это достигается благодаря адаптивному выбору источника и балансировке нагрузки через разности очередей.

Таким образом, алгоритм не только экономит энергию, но и расширяет пропускную способность сети в стохастическом смысле.

Третьим аспектом анализа является равномерность распределения задержки между узлами.

Индекс Джайна для JCCR достигает 0.91, что указывает на близкую к равномерной загрузку. Статические схемы концентрируют нагрузку вдоль фиксированных путей. Это снижает справедливость.

PBP демонстрирует умеренные показатели, однако отсутствие динамического выбора источника ограничивает его способность перераспределять трафик глобально.

JCCR, напротив, меняет источник в зависимости от текущих очередей. Это выравнивает нагрузку по всей сети. Даже при высокой интенсивности запросов не наблюдается критической концентрации буферов в отдельных узлах.

Результаты однозначны. Динамическая координация выбора кэшированного спутника и маршрута является ключевым фактором эффективного распределения трафика.

6. Заключение

В работе предложена совместная стратегия выбора кэшированного спутника и маршрутизации в LEO-сетях, ориентированная на минимизацию средней мощности передачи при условии устойчивости очередей. В отличие от существующих подходов, рассматриваемая модель учитывает стохастическую динамику каналов и запросов в единой постановке.

На основе метода оптимизации Ляпунова разработан распределённый алгоритм JCCR, функционирующий в онлайн-режиме и не требующий знания будущих состояний системы. Получены теоретические верхние оценки средней мощности и среднего размера очередей, демонстрирующие классический компромисс между энергопотреблением и задержкой.

Численные эксперименты подтверждают преимущества предложенного подхода по всем ключевым показателям: энергопотребление, устойчивость и справедливость распределения нагрузки. Алгоритм обеспечивает значительное снижение мощности передачи при сохранении контролируемого уровня задержки.

Таким образом, совместная оптимизация выбора источника и маршрутизации представляет собой перспективное направление для повышения энергоэффективности низкоорбитальных спутниковых сетей.

Литература

1. Neely M. Stochastic Network Optimization with Application to Communication and Queueing Systems. San Rafael: Morgan & Claypool Publishers, 2010. – 180 p.
2. Handley M. Delay is Not an Option: Low Latency Routing in Space. // Proceedings of the 17th ACM Workshop on Hot Topics in Networks (HotNets), 2018.
3. Deng X., Chang L., Zeng S., Cai L., Pan J. Distance-Based Back-Pressure Routing for Load-Balancing LEO Satellite Networks. // IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023.
4. Chen Q., Yang L., Zhao Y., Wang Y., Zhou H., Chen X. Shortest Path in LEO Satellite Constellation Networks: An Explicit Analytic Approach. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2024.
5. Wang R., Kishk M. A., Alouini M.-S. Ultra Reliable Low Latency Routing in LEO Satellite Constellations: A Stochastic Geometry Approach. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2024.
6. Перемышленников В. В. Спутниковые системы связи и навигации. https://cyberleninka.ru/article/n/sputnikovye-sistemy-svyazi-i-navigatsii, дата обращения 08.03.2026.
7. Иванов В. И. Исследование протоколов маршрутизации в негеостационарных спутниковых системах. https://cyberleninka.ru/article/n/issledovanie-protokolov-marshrutizatsii-v-negeostatsionarnyh-sputnikovyh-sistemah, дата обращения 08.03.2026.
8. Карсаев О. В. Концептуальная модель маршрутизации данных в многоспутниковой низкоорбитальной системе связи. https://cyberleninka.ru/article/n/kontseptualnaya-model-marshrutizatsii-dannyh-v-mnogosputnikovoy-nizkoorbitalnoy-sisteme-svyazi, дата обращения 08.03.2026.
9. Иванов В. И. Алгоритм централизованной многопутевой маршрутизации с балансировкой нагрузки в негеостационарной спутниковой системе связи. https://cyberleninka.ru/article/n/algoritm-tsentralizovannoy-mnogoputevoy-marshrutizatsii-s-balansirovkoy-nagruzki-v-negeostatsionarnoy-sputnikovoy-sisteme-svyazi-s, дата обращения 08.03.2026.
10. Пичугин С. Б. Модели массового обслуживания с простейшими потоками для низкоорбитальной спутниковой системы. https://cyberleninka.ru/article/n/modeli-massovogo-obsluzhivaniya-s-prosteyshimi-potokami-dlya-nizkoorbitalnoy-sputnikovoy-sistemy, дата обращения 08.03.2026.

References

1. Neely M. Stochastic Network Optimization with Application to Communication and Queueing Systems. San Rafael: Morgan & Claypool Publishers, 2010. – 180 p.
2. Handley M. Delay is Not an Option: Low Latency Routing in Space. // Proceedings of the 17th ACM Workshop on Hot Topics in Networks (HotNets), 2018.
3. Deng X., Chang L., Zeng S., Cai L., Pan J. Distance-Based Back-Pressure Routing for Load-Balancing LEO Satellite Networks. // IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023.
4. Chen Q., Yang L., Zhao Y., Wang Y., Zhou H., Chen X. Shortest Path in LEO Satellite Constellation Networks: An Explicit Analytic Approach. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2024.

5. Wang R., Kishk M. A., Alouini M.-S. Ultra Reliable Low Latency Routing in LEO Satellite Constellations: A Stochastic Geometry Approach. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2024.
6. Peremyshlennikov V. V. Satellite communication and navigation systems. https://cyberleninka.ru/article/n/sputnikovye-sistemy-svyazi-i-navigatsii, accessed 08.03.2026.
7. Ivanov V. I. Study of routing protocols in non-geostationary satellite systems. https://cyberleninka.ru/article/n/issledovanie-protokolov-marshrutizatsii-v-negeostatsionarnyh-sputnikovyh-sistemah, accessed 08.03.2026.
8. Karsaev O. V. Conceptual model of data routing in a multi-satellite low-earth orbit communication system. https://cyberleninka.ru/article/n/kontseptualnaya-model-marshrutizatsii-dannyh-v-mnogosputnikovoy-nizkoorbitalnoy-sisteme-svyazi, accessed 08.03.2026.
9. Ivanov V. I. Algorithm of centralized multipath routing with load balancing in a non-geostationary satellite communication system. https://cyberleninka.ru/article/n/algoritm-tsentralizovannoy-mnogoputevoy-marshrutizatsii-s-balansirovkoy-nagruzki-v-negeostatsionarnoy-sputnikovoy-sisteme-svyazi-s, accessed 08.03.2026.
10. Pichugin S. B. Queueing models with Poisson flows for low-earth orbit satellite systems. https://cyberleninka.ru/article/n/modeli-massovogo-obsluzhivaniya-s-prosteyshimi-potokami-dlya-nizkoorbitalnoy-sputnikovoy-sistemy, accessed 08.03.2026.

РАЗРАБОТКА И ИСЛЛЕДОВАНИЕ НИЗКОСКОРОСТНОГО РЕЧЕВОГО КОДЕКА НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА CODEC2 И МЕТОДА ХУРГИНА-ЯКОВЛЕВА

К.Э. Лебедев, В.Т. Дмитриев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Рязань
Российская Федерация

Аннотация. В работе рассматривается алгоритм низкоскоростного кодирования речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева. Приведены оценки качества восстановленного речевого сигнала при реализации данного кодека на разных скоростях.

Ключевые слова: кодеки речи, алгоритм codec2, представление Хургина-Яковлева, низкоскоростное кодирование. кодеки речи, алгоритм codec2, представление Хургина-Яковлева, низкоскоростное кодирование.кодеки речи, алгоритм codec2, представление Хургина-Яковлева, низкоскоростное кодирование.

DEVELOPMENT AND INVESTIGATION OF A LOW-RATE SPEECH CODEC BASED ON THE CODEC2 ALGORITHM AND THE HURGIN-YAKOVLEV METHOD

K.E. Lebedev, V.T. Dmitriev

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

Abstract. This article deals with an algorithm for low-speed coding of speech signals based on the Hurgin-Yakovlev representation. Estimates of the quality of the reconstructed speech signal upon the implementation of the codec at different speeds are given.

Keywords: speech codecs, codec2 algorithm, Hurgin-Yakovlev representation, low-speed coding.

1. Введение

Спутниковые каналы связи характеризуются значительной задержкой распространения сигнала и жесткими ограничениями по доступной полосе пропускания, что непосредственно влияет на качество передачи речевой информации [1…4]. Для обеспечения эффективной передачи речи в таких условиях требуются специализированные кодеки, обеспечивающие приемлемое качество при низкой скорости потока данных [1, 2].

В современных системах первичного кодирования речевых сигналов используются модификации алгоритма Хургина-Яковлева, включая реализации с трехканальной структурой, что позволяет улучшить качество кодирования и снизить уровень акустических помех [2…6].

Минимизация задержки кодирования является необходимым условием для работы в режиме реального времени [4]. Дополнительно требуется обеспечение устойчивости к помехам и потерям пакетов, характерным для спутниковых линий связи [3, 5, 7].

В работе анализируются три стандарта низкоскоростного кодирования речи: CELP, MELP и Codec2. При общей направленности на снижение битрейта, данные стандарты используют различные методы кодирования, что определяет их эффективность в условиях спутниковой связи [6, 8, 9].

Сегодня повсеместно используются телекоммуникации, построенные на принципе коммутации пакетов. Данный подход позволяет оптимизировать использование пропускной способности каналов за счет внедрения более совершенных методов компрессии речевых данных.

2. Обзор стандартов CELP, MELP и Codec2

Стандарт CELP представляет собой метод компрессии речевых сигналов, основанный на технике линейного предсказания (LPC) для аппроксимации спектральных характеристик речи. Базовый принцип метода заключается в представлении речевого сигнала в виде линейной комбинации предсказанных значений и случайных возбуждений, которые моделируют шумовую составляющую сигнала. В процессе кодирования выполняется оценка коэффициентов линейного предсказания и выбор кодов возбуждения, минимизирующих ошибку предсказания [].

CELP находит широкое применение в сотовой связи и IP-телефонии (например, в стандарте G.729), а также используется в спутниковых и военных системах связи, где требуется эффективная передача голоса при ограниченной пропускной способности канала. Достоинства CELP:

1. Эффективное сжатие: обеспечивает скорость передачи от 2400 до 4800 бит/с при сохранении приемлемого качества речи.
2. Устойчивость к потерям пакетов: структурные особенности кодека обеспечивают его работоспособность в каналах с повышенными требованиями к надежности.

Недостатки CELP:

1. Высокая вычислительная сложность: требует значительных аппаратных ресурсов для реализации.
2. Снижение качества при низком битрейте: проявляются характерные искажения речевого сигнала.

MELP является стандартом низкоскоростного кодирования речи, разработанным как развитие метода линейного предсказания. Ключевая особенность MELP заключается в использовании смешанного многополосного возбуждения, что обеспечивает более высокое качество синтезированной речи по сравнению с классическими LPC и CELP-кодеками. Процесс кодирования включает сегментацию речевого сигнала на кадры длительностью 22,5 мс с последующим анализом параметров. Декодирование осуществляется путем восстановления сигнала на основе переданных параметров, что позволяет синтезировать речь с высокой разборчивостью даже при низкой битовой скорости. Достоинства MELP:

1. Помехоустойчивость: многополосное возбуждение обеспечивает сохранение разборчивости речи в условиях интенсивных помех.
2. Эффективность при низком битрейте: обеспечивает скорость 1200–2400 бит/с с приемлемым качеством.
3. Адаптивность к условиям канала: алгоритмы спектральной коррекции компенсируют искажения в канале связи.

Недостатки MELP:

1. Высокая вычислительная сложность: требует больше ресурсов, особенно на этапе декодирования.
2. Дополнительные задержки: сложность алгоритмов кодирования увеличивает задержку обработки.

Codec2 представляет собой стандарт низкоскоростного кодирования речи, ориентированный на приложения с минимальными требованиями к скорости передачи данных. В основе Codec2 лежит гармоническое синусоидальное кодирование, при

котором речевой сигнал представляется набором гармонических компонент с параметрами: частота основного тона (F0), амплитуды гармоник и фазовые соотношения.

Процесс кодирования включает следующие этапы:

1. Фреймирование – разбиение сигнала на кадры длиной 10–30 мс.
2. Спектральный анализ – выделение гармонических составляющих.
3. Квантование параметров – сжатие спектральных параметров.
4. Формирование битового потока – упаковка сжатых данных для передачи.

Декодирование выполняется путем восстановления сигнала из переданных спектральных параметров, что обеспечивает приемлемое качество речи даже при низком битрейте.

Достоинства Codec2:

1. Минимальный битрейт: поддержка скоростей от 700 до 3200 бит/с.
2. Низкая вычислительная сложность: требует меньше ресурсов по сравнению с CELP и MELP.

Недостатки Codec2:

1. Ограничения качества: при битрейте ниже 1200 бит/с качество речи снижается.
2. Естественность звучания: уступает CELP и MELP в передаче тембральных характеристик голоса.

Результаты сравнительного анализа стандартов CELP, MELP и Codec2 демонстрируют, что необходимо универсальное решение для всего диапазона условий, характерных для спутниковых каналов связи. CELP обеспечивает высокое качество при умеренных битрейтах, но чувствителен к вычислительным ограничениям. MELP показывает лучшую помехозащищенность ценой увеличения задержки. Codec2 минимизирует битрейт и сложность, однако качество речи снижается при экстремально низких скоростях.

Для спутниковых систем, работающих в условиях переменной пропускной способности, изменения уровня помех и требований к задержке, перспективным решением является разработка адаптивного первичного кодека, способного переключаться между режимами работы или комбинировать отдельные элементы рассмотренных стандартов. Под адаптацией в данном контексте понимается динамическое изменение параметров кодирования (битрейт, метод возбуждения, частота кадровой синхронизации) в зависимости от состояния канала связи и требований приложения.

Предлагаемый подход к построению адаптивного кодека предполагает использование гибридной структуры, включающей:

1) модуль оценки текущего состояния канала (отношение сигнал/шум, уровень потерь пакетов, доступная полоса);

2) библиотеку профилей кодирования, соответствующих режимам CELP, MELP и Codec2 с возможностью промежуточных настроек;

3) блок принятия решения о переключении режима на основе пороговых критериев.

При ухудшении помеховой обстановки целесообразен переход на режим MELP с его повышенной помехозащищенностью. При восстановлении пропускной способности канала возможен возврат к режиму CELP для обеспечения более высокого качества. В условиях жесткого дефицита пропускной способности активируется режим Codec2 с минимальным битрейтом.

Таким образом, дальнейшая разработка адаптивного первичного кодека должна быть направлена на реализацию указанного гибридного подхода с оптимизацией алгоритмов переключения для минимизации задержек и вычислительных затрат, что является предметом дальнейших исследований, включая разработку архитектуры,

ориентированной на эффективную аппаратную реализацию в системах реального времени с ограниченными энергетическими ресурсами.

3. Обзор стандарта Codec2

Большинство речевых кодеков, гарантирующих приемлемое качество речи, требуют скорости потока не ниже 1200 бит/с. Однако для целого ряда телекоммуникационных задач, особенно в сфере специальной связи, такой порог является избыточным. Повысить эффективность служебных линий связи можно путем внедрения алгоритмов, способных сжимать речевой сигнал (РС) до скорости менее 1000 бит/с.

Перспективной основой для разработки подобного решения может служить алгоритм Codec2. Это низкоскоростной аудиокодек, предназначенный для обработки речи с частотой дискретизации 8 кГц и поддерживающий ряд фиксированных скоростей: от 3200 бит/с до 450 бит/с.

Структурная схема кодера алгоритма Codec2 приведена на рисунке 1.

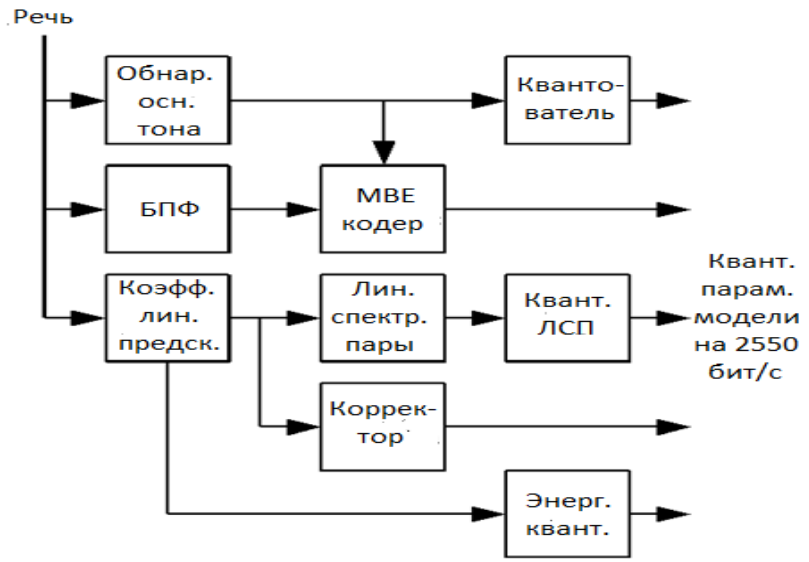


Рис. 1. Структурная схема кодера алгоритма Codec2

В основе алгоритма Codec2 лежит метод гармонического синусоидального кодирования, при котором речевой сигнал представляется в виде совокупности синусоидальных колебаний []. В процессе анализа каждого кадра длительностью от 10 до 20 мс выделяются ключевые параметры: основная частота тона Wo (самая низкая частота в спектре), а также амплитудные {A} и фазовые {phi} составляющие для всех гармоник, попадающих в диапазон 4 кГц. Эти данные квантуются и направляются в декодер для последующего синтеза речи. Благодаря такому подходу кодек демонстрирует устойчивость к погрешностям при определении частоты Wo, согласные звуки воспроизводятся за счет моделирования гармоник со случайными фазами. Частота обновления параметров соответствует частоте следования кадров — 50 или 100 Гц.

Несмотря на высокую степень сжатия и пригодность для использования в системах оперативной и ведомственной связи, эффективность Codec2 существенно падает при переходе на скорости ниже 700 бит/с. Экспериментальная оценка с использованием программного комплекса PESQ выявила заметное снижение качества при падении битрейта с 700 до 450 бит/с: средний балл по шкале MOS уменьшается с 2,2 до 1,8. Согласно классификации ГОСТ Р 50840-95, такие показатели соответствуют оценке ниже 3 баллов, что сопровождается потерей разборчивости восстановленного сигнала. Следовательно, эксплуатация Codec2 целесообразна лишь при скоростях выше 700 бит/с,

а для работы в более низком диапазоне требуется его доработка с целью повышения разборчивости речи.

Существуют различные подходы к улучшению качества реконструируемой речи при низких скоростях кодирования. Одно из перспективных направлений предполагает комбинирование кодера Codec2 с декодирующим модулем на базе генеративной нейросети WaveNet. Применение технологий глубокого обучения действительно способствует росту качества выходного сигнала, однако достигается это ценой кратного увеличения вычислительной сложности системы.

Альтернативный метод, лишенный указанного недостатка, базируется на применении математического аппарата, известного как представление (или алгоритм) Хургина-Яковлева []. Обобщенная структура речевого кодека, объединяющего принципы Codec2 и указанного представления, проиллюстрирована на рисунке 2.

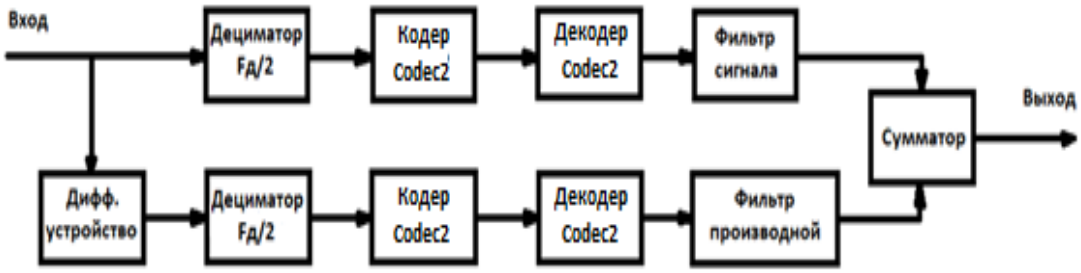


Рис. 2. Структурная схема реализации алгоритма низкоскоростного кодирования РС Codec2 на основе представления Хургина-Яковлева.

4. Реализация алгоритма Хургина-Яковлева в структуре Codec2 и результаты экспериментальных исследований

Согласно представленной структурной схеме, процесс кодирования начинается с дискретизации аналогового речевого сигнала. Частота дискретизации Fд выбирается в соответствии с классической теоремой В.А. Котельникова. Полученная последовательность отсчетов направляется в блок дифференциатора, который вычисляет значения производной исходного сигнала.

Далее обе последовательности — исходные отсчеты и их производные — поступают в дециматор. Здесь производится прореживание: каждый второй отсчет как сигнала, так и производной отбрасывается, что позволяет сократить объем передаваемых данных. После децимации информация подается на вход кодера и далее передается в канал связи. Стоит отметить, что возможна как раздельная, так и совместная передача отсчетов сигнала и их производных.

На приемной стороне искаженные в канале кодированные отсчеты принимаются двухканальным приемником. После декодирования они направляются в интерполятор, который восстанавливает исходную частоту дискретизации путем вставки нулевых отсчетов между имеющимися значениями. Затем сигнал и его производная обрабатываются раздельными синтезирующими фильтрами (Ф1 и Ф2 соответственно). Выходные сигналы фильтров суммируются, в результате чего формируются итоговые отсчеты восстановленного речевого сигнала.

Важным достоинством синтезирующих фильтров в алгоритме Хургина-Яковлева является пониженный уровень боковых лепестков их импульсных характеристик. Это обстоятельство существенно упрощает практическую реализацию фильтров, особенно фильтра сигнала Ф1, играющего ключевую роль в процессе восстановления.

Эффективность данного подхода подтверждается рядом исследований. Так, применение представления Хургина-Яковлева обеспечивает выигрыш в отношении сигнал/шум при передаче речевых сигналов примерно на 20% []. Кроме того, качество восстановленной речи оказывается выше, чем при использовании кодеков, базирующихся исключительно на классической теореме В.А. Котельникова [].

Экспериментальная проверка гибридного кодера, объединяющего Codec2 с алгоритмом Хургина-Яковлева, проводилась на скорости 700 бит/с. Результаты показали прирост качества восстановленного сигнала на 0,3-0,5 балла (в соответствии со шкалой ГОСТ Р 5040-95) относительно версии кодеков, построенных только на основе теоремы Котельникова.

Дальнейшее развитие предложенного метода открывает возможности для дополнительного снижения битрейта. Поскольку отсчеты производной менее критичны для восприятия, их можно передавать с меньшей скоростью. В экспериментальном режиме кодирование сигнала осуществлялось на скорости 700 бит/с, а его производной — на 450 бит/с. Итоговая средняя скорость передачи составила 575 бит/с. При этом качество восстановленной речи, оцененное по ГОСТ Р 50840-95, находилось в диапазоне 3,0-3,2 балла.

5. Заключение

Таким образом, интеграция представления Хургина-Яковлева с алгоритмом Codec2 позволяет достичь приемлемого качества речи (3,0-3,2 балла по ГОСТ Р 5040-95) при суммарной скорости передачи всего 575 бит/с. Полученные характеристики делают такой кодек перспективным для использования в каналах специальной и служебной связи, где требуется высокая эффективность использования пропускной способности.

Литература

1. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Д.Е. Крысяев, С.С. Попов Исследование качества передаваемой речевой информации при различном сочетании алгоритмов кодирования источника и канала связи в условиях действия помех. Вестник РГРТУ 2008 № 1 (Выпуск 23). С. 53-56.
2. В.Т. Дмитриев, Е.А. Харланова Алгоритм кодирования речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева и вейвлет-пакетного разложения в системах компьютерной телефонии. Вестник РГРТУ 2010 № 1 (Выпуск 31) С. 98-101.
3. В.Т. Дмитриев, Д.И. Лукьянов Алгоритм маскирования на основе представления Хургина-Яковлева с использованием производных второго и третьего порядков. Вестник РГРТУ 2012 №4. –С.13-17.
4. Качество передачи речи и его оценка: Учебное пособие / М. В. Илюшин, В. Т. Дмитриев, О. О. Басов, В. А. Тарусов; под общ. ред. С. Н. Кириллова. – Орел: Академия ФСО России, 2015. – 104 с.
5. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Асинхронное маскирование, обнаружение фальсификаций и реставрация фонограмм речевых сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева. / Безопасность информационных технологий. 2003. №2. – С.26-30.
6. Дмитриев В.Т., Ву Хоанг Шон Применение трехканальной модификации алгоритма Хургина-Яковлева в алгоритмах первичного кодирования речевых сигналов. // Вестник РГРТУ. 2024. №88. – С.3 -14.
7. Андреев В.Г., Дмитриев В.Т. Алгоритм совместной реализации первичного кодека и маскиратора речевых сигналов с возможностью защиты фонограмм от фальсификаций// Вестник РГРТУ. 2023. №84. – С.66 -76.

8. В.Т. Дмитриев, Д.С. Константинова Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи. // Вестник РГРТУ. 2016. №56 – С.42-47.
9. Дмитриев В.Т., Лантратов С.Ю. Адаптивный алгоритм кодирования на основе кодека CELP и модификации алгоритма Хургина-Яковлева// Вестник РГРТУ. 2024. №88. – С.21 -30.
10. Дмитриев В.Т. Адаптация кодека CELP к воздействию акустических помех//Вестник рязанского государственного радиотехнического университета. 2021. № 76, - С.25-34.
11. Дмитриев В.Т. Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2003. № 12. С. 133-136.
12. Бахурин С.А., Дмитриев В.Т. Исследование точности алгоритмов оценки отсчетов производной в радиотехнических устройствах// Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2003. № 13. С. 32-35.
13. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Устойчивость первичных кодеков речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева к действию акустических шумов. // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2019. №3 – С.17-25.
14. Дмитриев В.Т., Ву Хоанг Шон Разработка и исследование первичных кодеков речи при многоэтапном разложении на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева.// Цифровая обработка сигналов №3. 2025 – С. 76 - 85.
15. Дмитриев В.Т., Ву Хоанг Шон Разработка многоканальной системы на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева при использовании отсчетов сигнала и его трех первых производных// Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета №91 2025 - С. 24-35.
16. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Band vocoder modification based on Khurgin-Yakovlev representation and Fienup algorithm // 2018 14TH INTERNATIONAL SCIENTIFIC-TECHNICAL CONFERENCE ON ACTUAL PROBLEMS OF ELECTRONIC INSTRUMENT ENGINEERING (APEIE) – 44894 PROCEEDINGS APEIE – В 8 томах Том1. В 6 частях. Часть3 - С192-196.

REFERENCES

1. Kirillov S.N., Dmitriev V.T., Krysyaev D.E., Popov S.S. Study of the quality of transmitted speech information with different combinations of source and channel coding algorithms under interference conditions. RGRTU Bulletin 2008, No. 1 (Issue 23), pp. 53-56 (In Russian).
2. Dmitriev V.T., Kharlanova E.A. Speech signal coding algorithm based on the Khurgin-Yakovlev representation and wavelet-packet decomposition in computer telephony systems. RGRTU Bulletin 2010, No. 1 (Issue 31), pp. 98-101 (In Russian).
3. Dmitriev V.T., Lukyanov D.I. Masking algorithm based on the Khurgin-Yakovlev representation using second- and third-order derivatives. Bulletin of RGRTU 2012 No. 4. – P.13-17 (In Russian).
4. Speech Transmission Quality and Its Assessment: A Tutorial / M. V. Ilyushin, V. T. Dmitriev, O. O. Basov, V. A. Tarusov; edited by S. N. Kirillov. – Orel: Academy of the Federal Security Service of Russia, 2015. – 104 p (In Russian).
5. Kirillov S. N., Dmitriev V. T. Asynchronous Masking, Detection of Falsifications, and Restoration of Speech Signal Phonograms Based on the Khurgin-Yakovlev Algorithm. / Information Technology Security. 2003. No. 2. – pp. 26-30 (In Russian).

6. Dmitriev V. T., Vu Hoang Son. Application of a Three-Channel Modification of the Khurgin-Yakovlev Algorithm in Primary Coding Algorithms for Speech Signals. // Bulletin of RGRTU. 2024. No. 88. – pp. 3-14 (In Russian).
7. Andreev V.G., Dmitriev V.T. Algorithm for Joint Implementation of the Primary Codec and Speech Signal Masker with the Possibility of Protecting Phonograms from Falsification // Bulletin of RGRTU. 2023. No. 84. – pp. 66-76 (In Russian).
8. V.T. Dmitriev, D.S. Konstantinova Algorithm for Comprehensive Assessment of Speech Quality in a Communication Channel // Bulletin of RGRTU. 2016. No. 56 – pp. 42-47 (In Russian).
9. Dmitriev V.T., Lantratov S.Yu. Adaptive Coding Algorithm Based on the CELP Codec and a Modification of the Khurgin-Yakovlev Algorithm // Bulletin of RGRTU. 2024. No. 88. – pp. 21-30 (In Russian).
10. Dmitriev V.T. Adaptation of the CELP codec to the effects of acoustic interference // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University. 2021. No. 76, - pp. 25-34 (In Russian).
11. Dmitriev V.T. Noise immunity of speech codecs based on the Khurgin-Yakovlev algorithm // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering Academy. 2003. No. 12. pp. 133-136 (In Russian).
12. Bakhurin S.A., Dmitriev V.T. Study of the accuracy of algorithms for estimating derivative samples in radio engineering devices // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering Academy. 2003. No. 13. pp. 32-35 (In Russian).
13. Kirillov S.N., Dmitriev V.T. Stability of primary speech signal codecs based on the Khurgin-Yakovlev representation to the action of acoustic noise. // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University. 2019. No. 3 – pp. 17-25 (In Russian).
14. Dmitriev V.T., Vu Hoang Son Development and study of primary speech codecs for multi-stage decomposition based on a modification of the Khurgin-Yakovlev algorithm. // Digital signal processing No. 3. 2025 – pp. 76-85 (In Russian).
15. Dmitriev V.T., Vu Hoang Son Development of a multi-channel system based on a modification of the Khurgin-Yakovlev algorithm using signal samples and its first three derivatives // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University No. 91 2025 - pp. 24-35 (In Russian).
16. Kirillov S.N., Dmitriev V.T. Band vocoder modification based on Khurgin-Yakovlev representation and Fienup algorithm // 2018 14TH INTERNATIONAL SCIENTIFIC-TECHNICAL CONFERENCE ON ACTUAL PROBLEMS OF ELECTRONIC INSTRUMENT ENGINEERING (APEIE) – 44894 PROCEEDINGS APEIE – In 8 volumes Volume 1. In 6 parts. Part 3 - C192-196 (In English).

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ДОВЕРЕННОЙ МОБИЛЬНОЙ ПЛАТФОРМЫ ЗАЩИЩЕННОГО ОБМЕНА ДАННЫМИ С АППАРАТНО ИЗОЛИРОВАННОЙ КРИПТОГРАФИЕЙ И БИОМЕТРИЧЕСКОЙ АУТЕНТИФИКАЦИЕЙ

М. А. Куприянов, Н. А. Постников

АО «Пензенский научно-исследовательский электротехнический институт», Пенза, Россия

Аннотация. Предложены принципы построения доверенной мобильной платформы, предназначенной для защищенного обмена данными в системах связи. Рассматривается архитектура, в которой пользовательское приложение выполняет функции интерфейса, инициации сеанса и биометрической аутентификации пользователя, тогда как защищаемые данные и криптографические операции перенесены в аппаратно изолированный модуль. Исследование опирается на анализ существующих отечественных решений для ОС Аврора и современной литературы по защищенной биометрии. Показано, что сочетание аппаратной изоляции, минимизации доверия к хост-платформе и отказа от долговременного хранения биометрических представлений на стороне смартфона уменьшает последствия компрометации мобильной операционной системы, утраты устройства и атак на биометрические шаблоны.

Ключевые слова: доверенная мобильная платформа; криптографическая защита информации; биометрическая аутентификация; защищенный обмен данными; мобильная связь; аппаратный модуль; отзываемая биометрия; нечеткие экстракторы.

PRINCIPLES FOR BUILDING A TRUSTED MOBILE PLATFORM FOR SECURE DATA EXCHANGE WITH A HARDWARE-ISOLATED CRYPTOGRAPHIC MODULE AND BIOMETRIC AUTHENTICATION

M. A. Kupriyanov, N. A. Postnikov

JSC Penza Research Institute of Electrical Engineering, Penza, Russia

Abstract. The article proposes principles for constructing a trusted mobile platform designed for secure data exchange in communication systems. It examines an architecture in which a user application performs the functions of interface, session initiation, and biometric user authentication, while the protected data and cryptographic operations are transferred to a hardware-isolated module. The study is based on an analysis of existing domestic solutions for the Aurora OS and current literature on secure biometrics. It is shown that the combination of hardware isolation, minimizing trust in the host platform, and eliminating long-term storage of biometric data on the smartphone reduces the consequences of mobile operating system compromise, device loss, and attacks on biometric templates.

Keywords: trusted mobile platform; cryptographic information protection; biometric authentication; secure data exchange; mobile communications; hardware module; cancelable biometrics; fuzzy extractor.

1. Введение

Для мобильных систем связи характерно совмещение на одном устройстве пользовательского интерфейса, сетевого стека, прикладной логики и долговременного хранения данных. Такая интеграция удобна, но она увеличивает зависимость

защищенности всей системы от состояния хост-платформы. Если ключи, «чувствительные» данные и биометрические представления находятся на стороне смартфона, то компрометация прикладной среды затрагивает одновременно и коммуникационный, и криптографический контуры.

Материалы о приложении «Биосейф» показывают, что в отечественной практике уже используется подход, при котором ключ не хранится в открытом виде, а воспроизводится из биометрических данных пользователя с помощью нейросетей; сами биометрические данные также не сохраняются долговременно [1]. Описание корпоративного мессенджера «Колибри» для ОС Аврора указывает на два режима работы: «Портал», где мобильный абонент взаимодействует через аппаратное СКЗИ (Средство Криптографической Защиты Информации) «Портал-10», и «Точка-точка», где криптографическое преобразование выполняется в подключенном СМКОИ (Специализированный Модуль Криптографической Обработки Информации) в форм-факторе microSD [2]. Для VPN-подсистемы той же платформы заявлены использование аппаратного СКЗИ в роли серверного узла, применение подключенного СМКОИ на мобильной стороне и возможность независимой работы от сторонних приложений [3]. В каталоге партнерских решений ОС Аврора СМКОИ описывается как абонентское СКЗИ со встроенными аппаратными средствами криптографической защиты, поддержкой отечественных алгоритмов, защищенным хранением данных и интерфейсом PKCS#11 [4].

Современная литература по защищенной биометрии подчеркивает необходимость защиты шаблонов, предотвращения их связывания между различными сервисами и обеспечения повторного выпуска производных аутентификационных данных [5-10]. Поэтому задача построения доверенной мобильной платформы должна рассматриваться как задача правильного разделения функций между приложением, биометрической подсистемой, аппаратным модулем и транспортным контуром связи.

Цель настоящей работы состоит в формулировании принципов построения доверенной мобильной платформы защищенного обмена данными, в которой биометрическая аутентификация служит для подтверждения личности пользователя перед обращением к аппаратно изолированному модулю, а долговременно защищаемые данные и критические криптографические операции вынесены в этот модуль.

2. Функциональные требования к платформе

Из описания «Колибри» следует, что доверенная мобильная платформа должна поддерживать не абстрактный, а прикладной набор функций: защищенный обмен речевой информацией, ведение чатов, передачу текстовых, файловых и голосовых сообщений, групповую рассылку и централизованное администрирование [2]. При этом система должна обеспечивать два принципиально разных сценария: прямое защищенное взаимодействие мобильных абонентов и работу через серверную инфраструктуру с выделенным криптографическим узлом [2, 3].

Ключевое требование состоит в отделении криптографического контура от прикладного контура смартфона. Если аппаратный модуль способен выполнять функции абонентского СКЗИ, обеспечивать хранение данных во встроенной памяти и работать как криптографический токен, его можно рассматривать как отдельный доверенный контур мобильной системы [4]. Смартфон в этом случае отвечает за пользовательское взаимодействие, захват биометрического признака, формирование служебного контекста сеанса и сетевое взаимодействие. Близкий вывод содержится и в работе, посвященной аппаратным модулям доверия в форм-факторах UICC/SIM и microSD на базе отечественных микроконтроллеров, где обоснована применимость

таких модулей для хранения чувствительных данных, аутентификации, а также формирования и проверки электронной подписи [12].

Описание «Биосейфа» задает еще одно важное ограничение: биометрическая подсистема не должна приводить к накоплению на хосте постоянных ключей или открытых биометрических шаблонов [1]. Следовательно, биометрия в составе доверенной мобильной платформы должна использоваться прежде всего как механизм аутентификации пользователя при обращении к изолированному криптографическому контуру.

3. Принципы построения доверенной мобильной платформы

Первый принцип состоит в жестком разделении доверенных и недоверенных функций. Пользовательский интерфейс, логика верхнего уровня, сетевое взаимодействие и первичное получение биометрического признака допустимо выполнять на стороне мобильного устройства. Хранение ключевого материала, операции расшифрования, формирования подписи и доступа к защищенному контейнеру должны находиться внутри аппаратно изолированного модуля. Именно такая декомпозиция соответствует опубликованным описаниям «Колибри», VPN-подсистемы и СМКОИ [2-4].

Второй принцип заключается в минимизации объема данных, покидающих доверенный модуль. В предлагаемой архитектуре приложение должно передавать в модуль только результат успешной биометрической аутентификации, идентификатор требуемой операции и минимально необходимый сеансовый контекст. Ни долговременные ключи, ни устойчивые биометрические представления, ни постоянные расшифрованные контейнеры не должны долговременно появляться в памяти хоста. Такой подход согласуется как с описанием «Биосейфа» [1], так и с современными работами в области отзываемой биометрии и нечетких экстракторов [5, 6, 10].

Третий принцип состоит в разделении транспортного контура и контура доступа к данным. Для режима защищенного взаимодействия через серверную инфраструктуру уместна схема, в которой серверный узел защищается аппаратным СКЗИ, а мобильная сторона использует VPN-клиент и подключенный СМКОИ [2, 3]. Для режима прямого взаимодействия мобильных абонентов целесообразна схема «точка-точка», где криптографическое преобразование выполняется в локальном модуле без промежуточного серверного криптоузла [2].

Четвертый принцип связан с перевыпуском аутентификационных данных. Поскольку биометрический признак нельзя заменить так же просто, как пароль, для практической платформы важны методы, допускающие повторную регистрацию пользователя и безопасное изменение производных представлений. В современной литературе эта задача решается за счет отзываемой биометрии и нечетких экстракторов [6-9]. Для корректной работы такой подсистемы важен также контроль статистических свойств производных кодов, который может быть основан на корреляционной связи разрядов выходной последовательности преобразователя «биометрия-код» и энтропии [13].

4. Анализ угроз и механизмов снижения риска

Для рассматриваемой платформы существенны угрозы утраты устройства, компрометации хост-платформы, атак на биометрические шаблоны и повторного использования скомпрометированных факторов аутентификации. Если долговременный контейнер вынесен в СМКОИ, а биометрическая подсистема используется только для аутентификации пользователя, то ценность самого смартфона для нарушителя уменьшается [1, 4, 11]. Архитектура СМКОИ приведена на рис. 1.

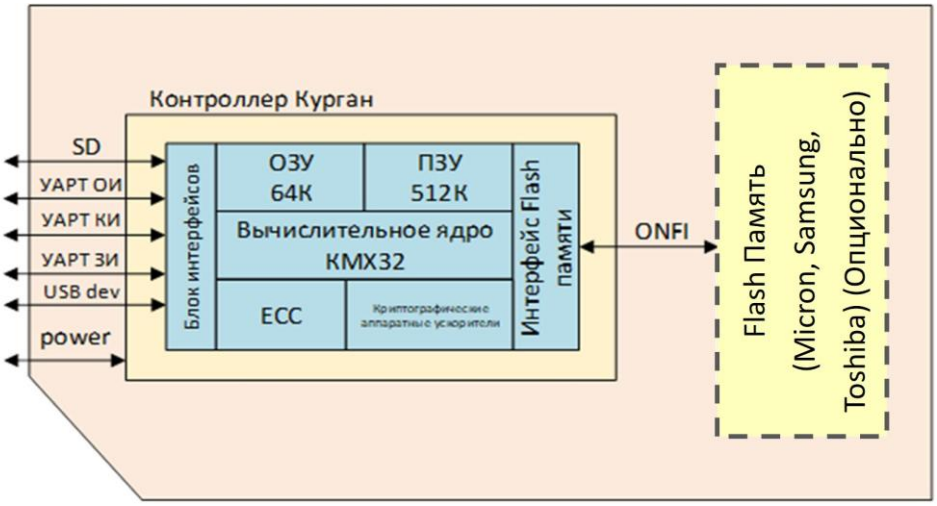


Рис. 1. Архитектура СМКОИ [12]

Компрометация мобильного приложения или операционной системы не исключает перехват пользовательского ввода и текущего сеансового состояния, однако при корректной архитектуре она не должна автоматически приводить к извлечению мастер-ключей и постоянных биометрических представлений, поскольку они изначально не располагаются на стороне хоста [1-4].

Обзорная работа [5] показывает, что биометрические системы уязвимы для атак на шаблоны и связанные с ними точки обработки. Поэтому приложение не должно хранить открытые биометрические представления, а в аппаратный модуль должна поступать только производная служебная информация либо краткоживущий результат аутентификации. Для повышения устойчивости к повторному использованию скомпрометированных факторов целесообразно применение многофакторных нечетких экстракторов [7-9].

5. Практическая применимость и ограничения

Рассмотренная архитектура ориентирована на корпоративные системы связи и передачи данных, в которых мобильный абонент должен безопасно обмениваться сообщениями, файлами и служебной информацией, а также получать удаленный доступ к прикладным сервисам. Публичное описание «Колибри» прямо указывает на поддержку речевого обмена, чатов, файловых сообщений и групповой рассылки, а также на возможность работы как через серверную инфраструктуру, так и в режиме прямого взаимодействия [2]. Следовательно, предлагаемые принципы согласуются с уже опубликованными отечественными реализациями мобильной защищенной связи.

Отдельный практический интерес представляет сочетание аппаратной изоляции и токенных интерфейсов. Возможность работы СМКОИ как криптографического токена с интерфейсом PKCS#11 расширяет область применения платформы к аутентификации в корпоративных сервисах, подтверждению операций и работе с электронными документами [4].

6. Заключение

Предложены принципы построения доверенной мобильной платформы защищенного обмена данными, основанной на разделении пользовательского, транспортного и доверенного криптографического контуров. Рассматриваемый подход переносит ключевой материал и критические криптографические операции в аппаратно изолированный модуль, а биометрическую аутентификацию использует для подтверждения личности пользователя перед обращением к модулю.

Анализ открытых описаний отечественных решений для ОС Аврора, работы по раздельной реализации мобильного устройства и съемного СКЗИ, а также современной литературы по защищенной биометрии показывает, что такая архитектура является технически обоснованной для мобильных систем связи и передачи данных [1-12]. Практическая ценность подхода состоит в уменьшении зависимости защищенности всей платформы от состояния мобильного хоста, снижении последствий кражи устройства и повышении устойчивости к атакам на биометрические шаблоны.

Литература

1. Ростех создал «Биосейф» для защиты личной информации на смартфонах. – Текст: электронный // Ростех: [сайт]. – URL: https://rostec.ru/media/news/rostekh-sozdal-bioseyf-dlya-zashchity-lichnoy-informatsii-na-smartfonakh/#start (дата обращения: 28.03.2026).
2. Колибри. – Текст: электронный // ОС Аврора: [сайт]. – URL: https://auroraos.ru/applications/kolibri (дата обращения: 28.03.2026).
3. Колибри VPN. – Текст: электронный // ОС Аврора: [сайт]. – URL: https://auroraos.ru/applications/kolibri_vpn (дата обращения: 28.03.2026).
4. Каталог партнерских решений ОС Аврора. – Текст: электронный // Документация ОС Аврора: [сайт]. – URL: https://docs.auroraos.ru/files/Katalog_partnerskih_resheniy_V5.pdf (дата обращения: 28.03.2026).
5. Abdullahi S. M., Sun S., Wang B., Wei N., Wang H. Biometric template attacks and recent protection mechanisms: A survey // Information Fusion. – 2024. – Vol. 103. – Art. 102144. – DOI: 10.1016/j.inffus.2023.102144.
6. Ali A., Migliorati A., Bianchi T., Magli E. Cancelable templates for secure face verification based on deep learning and random projections // EURASIP Journal on Information Security. – 2024. – Vol. 2024. – Art. 7. – DOI: 10.1186/s13635-023-00147-y.
7. Chen K., Shen P., Lv K., Tian X., Chen C. Dynamic group fuzzy extractor // Cybersecurity. – 2024. – Vol. 7. – Art. 25. – DOI: 10.1186/s42400-024-00210-2.
8. Ma Y., Shen P., Tian X., Lv K., Chen C. Reusable and robust fuzzy extractor for CRS-dependent sources // Cybersecurity. – 2025. – Vol. 8. – Art. 4. – DOI: 10.1186/s42400-024-00294-w.
9. Tran H.-Y., Hu J., Hu W. Biometrics-Based Authenticated Key Exchange with Multi-Factor Fuzzy Extractor. – Текст: электронный // arXiv. – 2024. – URL: https://arxiv.org/abs/2405.11456 (дата обращения: 28.03.2026). – DOI: 10.48550/arXiv.2405.11456.
10. Arman S. M., Yang T., Shahed S., Al Mazroa A., Attiah A., Mohaisen L. A Comprehensive Survey for Privacy-Preserving Biometrics: Recent Approaches, Challenges, and Future Directions // Computers, Materials & Continua. – 2024. – Vol. 78, No. 2. – P. 2087-2110. – DOI: 10.32604/cmc.2024.047870.
11. Трифонов С. Е., Лекарь Л. А. Эффективное решение вопроса криптографической защиты информации на основе отечественных современных высокотехнологичных изделий // Методы и технические средства обеспечения безопасности информации. – 2022. – № 31. – С. 165-166. – EDN EFXQWR.
12. Куприянов, М. А. Аппаратные модули доверия в форм-факторах UICC/SIM и microSD на базе отечественных микроконтроллеров / М. А. Куприянов, Н. А. Постников // Национальная безопасность России: внутренние и внешние угрозы : Сборник статей по материалам IV Всероссийской научно-практической конференции (с международным участием), Пенза, 17–20 марта 2025 года. – Пенза: Пензенский государственный университет, 2025.

13. Постников Н. Алгоритм синтеза таблицы соответствия корреляционной связи разрядов и энтропии 256-разрядных кодов нейросетевого преобразователя «биометрия – код» // Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия: Управление, вычислительная техника и информатика. 2026. №. 1. С. 62-71. DOI: https://doi.org/10.24143/2072-9502-2026-1-62-71.

REFERENCES

1. Rostec Creates Biosafe to Protect Personal Information on Smartphones. – Text: Online // Rostec: [website]. – URL: https://rostec.ru/media/news/rostekh-sozdal-bioseyf-dlya-zashchity-lichnoy-informatsii-na-smartfonakh/#start (date accessed: March 28, 2026).
2. Kolibri. – Text: Online // Aurora OS: [website]. – URL: https://auroraos.ru/applications/kolibri (date accessed: March 28, 2026).
3. Kolibri VPN. – Text: Online // Aurora OS: [website]. – URL: https://auroraos.ru/applications/kolibri_vpn (date accessed: March 28, 2026).
4. Catalog of Aurora OS partner solutions. – Text: electronic // Aurora OS Documentation: [website]. – URL: https://docs.auroraos.ru/files/Katalog_partnerskih_resheniy_V5.pdf (accessed: 28.03.2026).
5. Abdullahi S. M., Sun S., Wang B., Wei N., Wang H. Biometric template attacks and recent protection mechanisms: A survey // Information Fusion. – 2024. – Vol. 103. – Art. 102144. – DOI: 10.1016/j.inffus.2023.102144.
6. Ali A., Migliorati A., Bianchi T., Magli E. Cancelable templates for secure face verification based on deep learning and random projections // EURASIP Journal on Information Security. – 2024. – Vol. 2024. – Art. 7. – DOI: 10.1186/s13635-023-00147-y.
7. Chen K., Shen P., Lv K., Tian X., Chen C. Dynamic group fuzzy extractor // Cybersecurity. – 2024. – Vol. 7. – Art. 25. – DOI: 10.1186/s42400-024-00210-2.
8. Ma Y., Shen P., Tian X., Lv K., Chen C. Reusable and robust fuzzy extractor for CRS-dependent sources // Cybersecurity. – 2025. – Vol. 8. – Art. 4. – DOI: 10.1186/s42400-024-00294-w.
9. Tran H.-Y., Hu J., Hu W. Biometrics-Based Authenticated Key Exchange with Multi-Factor Fuzzy Extractor. – Text: electronic // arXiv. – 2024. – URL: https://arxiv.org/abs/2405.11456 (access date: 03/28/2026). – DOI: 10.48550/arXiv.2405.11456.
10. Arman S. M., Yang T., Shahed S., Al Mazroa A., Attiah A., Mohaisen L. A Comprehensive Survey for Privacy-Preserving Biometrics: Recent Approaches, Challenges, and Future Directions // Computers, Materials & Continua. – 2024. – Vol. 78, No. 2. – P. 2087-2110. – DOI: 10.32604/cmc.2024.047870.
11. Trifonov S. E., Lekar L. A. An effective solution to the issue of cryptographic information protection based on domestic modern high-tech products // Methods and technical means of ensuring information security. – 2022. – No. 31. – Pp. 165-166. – EDN EFXQWR.
12. Kupriyanov, M. A. Hardware trust modules in UICC/SIM and microSD form factors based on domestic microcontrollers / M. A. Kupriyanov, N. A. Postnikov // National security of Russia: internal and external threats: Collection of articles based on the materials of the IV All-Russian scientific and practical conference (with international participation), Penza, March 17–20, 2025. – Penza: Penza State University, 2025.
13. Postnikov N. Algorithm for Synthesizing a Correspondence Table for the Correlation Relationship of Bits and Entropy of 256-Bit Codes of a Biometrics-to-Code Neural Network Converter // Bulletin of Astrakhan State Technical University. Series: Control, Computing, and Informatics. 2026. No. 1. pp. 62–71. DOI: https://doi.org/10.24143/2072-9502-2026-1-62-71.

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СВЕРШИРИКОПОЛОСНОГО КАНАЛА СВЯЗИ В СРЕДЕ GNU RADIO

М. А. Ромащенко, Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, Г. П. Золкин, Е. И. Лебедев

ВГТУ, Воронеж, Россия

Аннотация. Рассматривается программная реализация имитационной модели передающего тракта сверхширокополосной системы связи с применением импульсно-позиционной модуляции. Моделирование выполнено в программной среде GNU Radio с применением дополнительного расширения gr-ppm-rc, предназначенного для реализации алгоритмов модуляции и демодуляции сигналов импульсно позиционной модуляции. Приводится описание основных функциональных блоков системы, выполняющих модуляцию, фильтрацию, изменение частоты дискретизации, а также выделение и детектирование импульсов сигналов.

Ключевые слова: сверхширокополосная система связи, импульсно-позиционная модуляция, GNU Radio, обработка сигналов, модуляция данных, демодуляция сигналов.

SIMULATION MODEL OF ULTRA-WIDEBAND COMMUNICATION CHANNEL IN THE GNU RADIO ENVIRONMENT

M. A. Romashchenko, D. V. Vasilchenko, D. A. Pukhov, G. P. Zolkin, E. I. Lebedev

VSTU, Voronezh, Russia

Abstract. This paper examines the software implementation of a simulation model for the transmission path of an ultra-wideband communication system using pulse-position modulation. The simulation was performed in the GNU Radio software environment using the gr-ppm-rc extension, which is designed to implement algorithms for modulating and demodulating pulse-position modulation signals. A description of the system's main functional blocks, which perform modulation, filtering, changing the sampling frequency, and extracting and detecting pulses of pulse-position modulation signals, is provided.

Keywords: ultra-wideband communication system, pulse-position modulation, GNU Radio, signal modulation, signal demodulation.

1. Введение

Сверхширокополосная (СШП, UWB, аббр. от англ. Ultra-Wideband) радиосвязь получила распространение благодаря способности обеспечивать высокую скорость передачи данных при относительно низкой стоимости реализации [1]. Данная система связи характеризуются значительной шириной занимаемой полосы частот и требует классификации по спектральной эффективности и частотно-временной структуре сигнала. В соответствии с классификацией, сигнал относится к СШП системам связи, если его центральная частота превышает 2,5 ГГц или относительная ширина полосы сигнала составляет не менее 0,2 [2]. А также, дополнительным критерием для оценки СШП систем связи является минимальная абсолютная ширина полосы сигнала, которая должна составлять не менее 500 МГц [3]. Для обеспечения электромагнитной совместимости с существующими узкополосными системами устанавливают ограничения на уровень излучаемой мощности СШП систем. В частности, эффективная изотропно излучаемая мощность не должна превышать −41,3 дБм/МГц в диапазоне частот 3,1–10,6 ГГц [4].

Указанные ограничения и особенности формирования сигналов определяют выбор методов модуляции, применяемых в СШП системах связи, включая мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов, амплитудную манипуляцию типа включения-выключения, импульсно-амплитудную и импульсно-позиционную модуляции. В данной работе рассмотрено фазоимпульсная модуляция (ФИМ), или импульсно-позиционная модуляция (ИПМ) (англ. Pulse Position Modulation, PPM) [5]. Принцип формирования сигналов в СШП системах осуществляется на основе коротких импульсов малой длительности. Такая структура сигнала приводит к значительному расширению его спектра, вследствие чего уменьшается спектральная плотность мощности излучения. Применение данного метода модуляции позволит снизить влияние интерференционных воздействий и уменьшить вероятность ошибок по сравнению с ортогональными конфигурациями сигналов при высоких значениях отношения сигнал/шум [6].

2. Постановка задачи

Цель эксперимента заключалась в проверке корректности формирования и передачи сигналов СШП системы связи с применением импульсно-позиционной модуляции. Это необходимо для последующей оценки соответствия параметров сигнала, полученных в ходе имитационного моделирования, его характеристикам при передаче в реальном канале связи. Если в результате применения программной среды GNU Radio и реализованных алгоритмов сигнал формируется с заданной структурой и корректно обрабатывается, это подтверждает возможность применения разработанной модели для исследования СШП систем связи. Данная программная среда включает в себя библиотеку стандартных блоков для обработки сигналов, которые могут быть объединены в графическую блок-схему через среду разработки GNU Radio Companion (GRC) [7]. Основная задача эксперимента заключается в формировании и передаче сигналов с применением ИПМ.

3. Экспериментальное исследование и полученные результаты

В ходе работы разработана имитационная модель передающего тракта СШП системы связи с применением ИПМ. Моделирование процесса передачи данных выполнено в программной среде GNU Radio. Реализация ИПМ выполнена на основе стандартной библиотеки GNU Radio, а также с применением дополнительного программного расширения gr-ppm-rc. Данное расширение содержит специализированные функциональные блоки, предназначенные для формирования и обработки сигналов с ИПМ, применяемые при построении приемопередающего тракта (рис. 1).

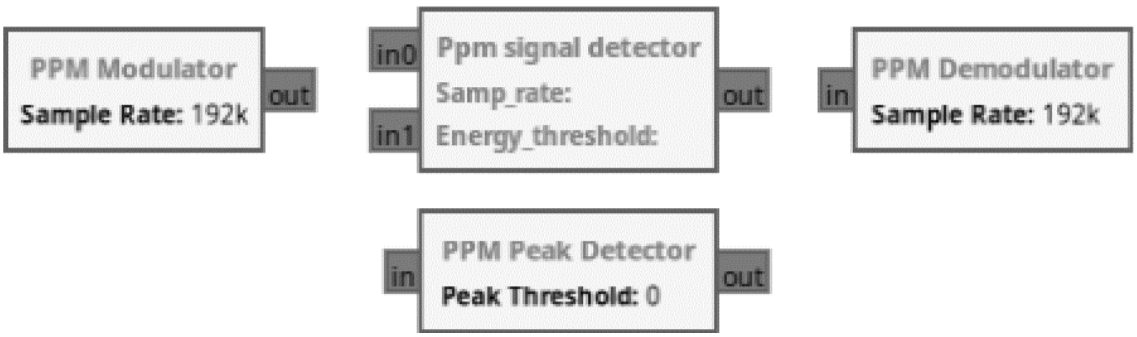


Рис. 1. Функциональные блоки модуляции и демодуляции сигнала

Применение блоков модулятора и демодулятора сигнала ИПМ позволит выполнить преобразование сигнала на основе анализа временного положения обнаруженных

импульсов. Для дальнейшего анализа сигналов по амплитудно-энергетическим характеристикам и выделения импульсов в заданных временных интервалах применяется блок детектора сигнала ИПМ и пик-детектор сигнала. Таким образом, применение данных функциональных блоков позволит обеспечить реализацию имитационной модели приемопередающего тракта СШП систем связи и позволит исследовать процессы формирования, передачи и детектирования сигналов с ИПМ.

Цепочка передающего тракта, реализованная в программной среде GNU Radio (рис. 2). Данная схема включает основные функциональные блоки, обеспечивающие формирование и обработку сигнала с ИМП.

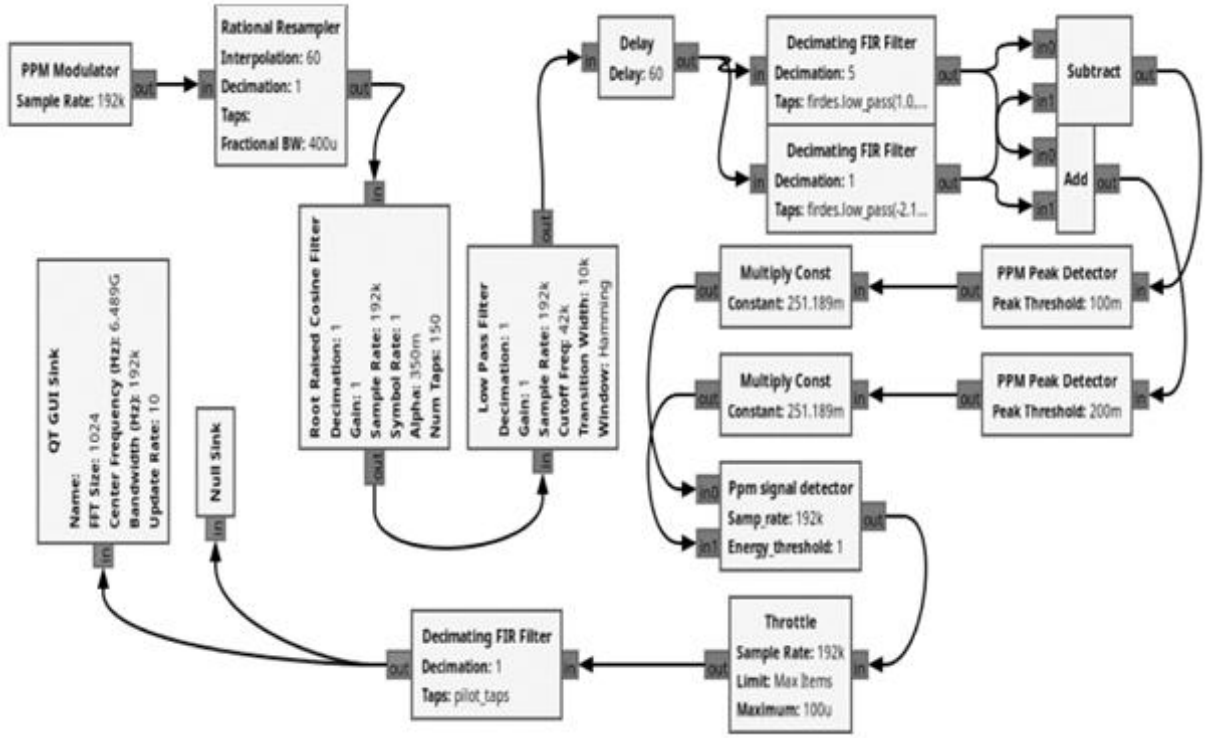


Рис. 2. Имитационная модель передающего тракта на основе ИПМ

При моделировании передающего тракта были применены следующие параметры: частота дискретизации составляла 192 кГц, скорость передачи данных — 10 кБод. Формирование сигнала осуществлялось блоком модулятора ИПМ, который преобразует входной цифровой сигнал в последовательность импульсов, положение которых во временном интервале символа соответствует передаваемой информации. После модуляции сигнал поступал в блок изменения частоты дискретизации с коэффициентом интерполяции 60 и коэффициентом децимации 1, обеспечивающий формирование требуемого количества дискретных значений, что необходимо для согласования параметров сигнала с последующей обработкой.

Для формирования требуемой спектральной формы сигнала был применен фильтр с длиной импульсной характеристики, равной 150. Далее сигнал поступал в фильтр нижних частот с частотой среза 16 кГц и шириной переходной полосы 10 кГц, реализованный с использованием оконной функции Хэмминга, что позволило ограничить спектр сигнала в заданном диапазоне.

Выделение импульсов выполнялось детекторами пиков сигнала ИПМ с пороговыми значениями 0,1 и 0,2. Перед этапом детектирования было выполнено масштабирование сигнала с коэффициентом 0,251, что позволило обеспечить нормирование амплитуды сигнала.

Для контроля имитационного моделирования был применен графический блок отображения, обеспечивающий визуализацию временных и спектральных характеристик сигнала. Спектральный анализ был выполнен с применением быстрого преобразования Фурье, а отображение сигнала осуществлялось относительно центральной частоты 6,489 ГГц (рис.3).

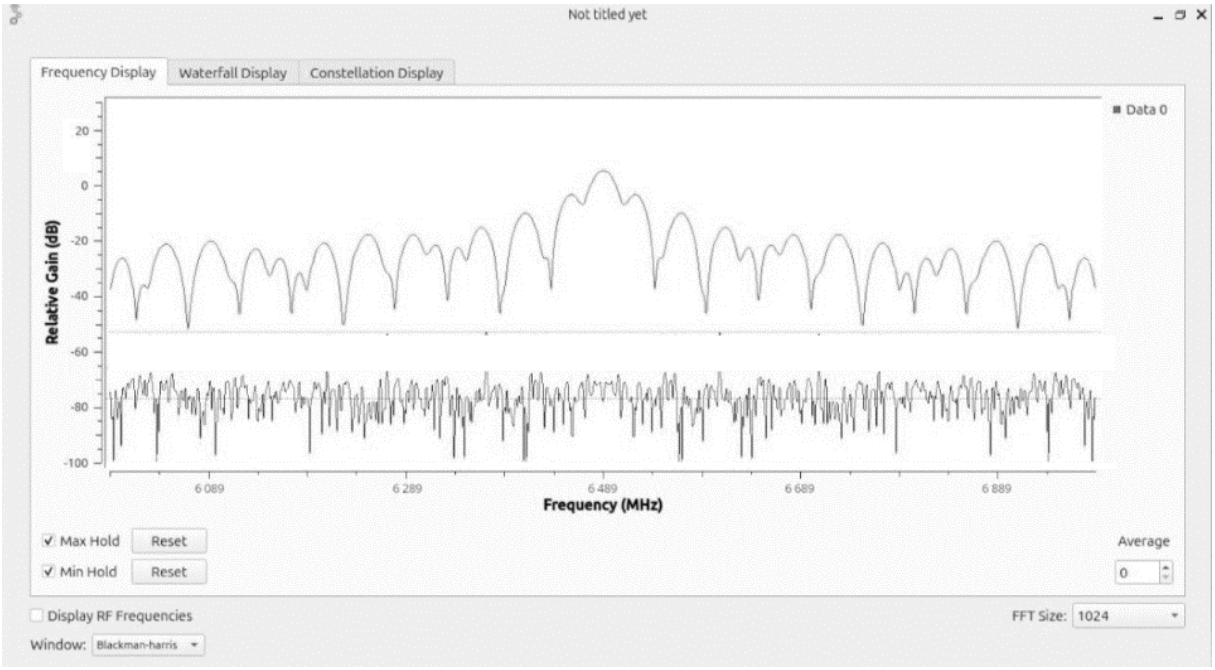


Рис. 3. Имитационная моделирование сигнала передающего тракта на основе ИПМ

Согласно полученным данным на рисунке представлена спектральная характеристика сигнала в диапазоне частот 6,0–6,9 ГГц с центральной частотой около 6,49 ГГц. Ширина спектра составляет не менее 500 МГц, что соответствует требованиям к СШП системам связи. Наблюдаются выраженные боковые лепестки, обусловленные импульсной природой сигнала и особенностями применяемой модуляции. Полученные значения спектральной плотности сигнала обусловлены особенностями реализации цифровой модели в программном обеспечении GNU Radio и используются для анализа формы сигнала, при этом уровень полезного сигнала превышает уровень шумовой составляющей, что подтверждает корректность его формирования и возможность дальнейшей обработки. Основной целью являлось получение сигнала с заданной структурой, что было достигнуто в ходе моделирования.

4. Заключение

Применение программной среды GNU Radio совместно с программным расширением gr-ppm-rc позволит реализовать моделирование процессов формирования, обработки и детектирования сигналов СШП систем связи с ИПМ. Разработанная имитационная модель обеспечивает возможность исследования характеристик сигналов ИПМ и анализа параметров их формирования в программной среде моделирования. На следующем этапе планируется проведение экспериментального исследования, в рамках которого сигнал, сформированный в разработанной модели, будет передан в физический канал связи с последующим анализом параметров принимаемого сигнала, в том числе его частотных характеристик.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания «Молодежная лаборатория» (№ FZGM-2024-0003)

Литература

1. Кокин С. А., Симонина О. А. Моделирование и анализ сверхширокополосного канала связи // Информационные технологии и телекоммуникации. 2024. Т. 12. № 4. С. 51–63.
2. Goyal V. Pulse generation and analysis of ultra wide band system model // GESJ: Computer Science and Telecommunications. 2012. No. 34. Pp. 3–6.
3. Federal Communications Commission. Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems. Washington, DC: FCC, 2002.
4. Goyal V., Dhaliwal B. S. Optimal pulse generation for the improvement of ultra wideband system performance // Recent Advances in Engineering and Computational Sciences (RAECS). 2014. Pp. 1–6.
5. Listopad N. I. et al. Theoretical foundations of digital radio communication. Minsk: BSUIR, 2012. – 330 p.
6. Huyen N. T., Le Cuong N., Thanh Hiep P. Proposal of UWB-PPM with additional time shift for positioning technique in nondestructive environments // Applied Sciences. 2020. Vol. 10.
7. GNU Radio [Электронный ресурс]. – Режим доступ па: https://www.gnuradio.org/, свободный (дата обращения: 01.03.2026).

References

1. Kokin, S. A., Simonina, O. A. Modeling and analysis of an ultra-wideband communication channel // Information Technologies and Telecommunications, 2024, Vol. 12, No. 4. – Pp. 51–63.
2. Goyal V. Pulse generation and analysis of ultra wide band system model // GESJ: Computer Science and Telecommunications. 2012. No. 34. Pp. 3–6.
3. Federal Communications Commission. Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems. Washington, DC: FCC, 2002.
4. Goyal V., Dhaliwal B. S. Optimal pulse generation for the improvement of ultra wideband system performance // Recent Advances in Engineering and Computational Sciences (RAECS). 2014. Pp. 1–6.
5. Listopad N. I. et al. Theoretical foundations of digital radio communication. Minsk: BSUIR, 2012. – 330 p.
6. Huyen N. T., Le Cuong N., Thanh Hiep P. Proposal of UWB-PPM with additional time shift for positioning technique in nondestructive environments // Applied Sciences. 2020. Vol. 10.
7. GNU Radio [Electronic resource]. – Access mode: https://www.gnuradio.org/, free (date of access: 01.03.2026).

ВЛИЯНИЕ КОДИРОВАНИЯ УРОВНЕЙ ЯРКОСТИ 4-БИТНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С РАЗЛИЧНЫМИ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ПРИ ОДИНОЧНЫХ БИТОВЫХ ОШИБКАХ

М. В. Васьковский, Ю. В. Петров

Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова (БГТУ «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова), г. Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В данной работе исследуется влияние вида кодирования уровней яркости изображений на величину искажений при передаче по каналу связи с одиночными битовыми ошибками. Рассматриваются бинарный код и код Грея для 4-битных изображений с различными законами распределения яркости (равномерным, нормальным и распределением Релея). Оценка качества передачи выполняется с использованием второго начального момента ошибки. Показано, что бинарный код обладает инвариантностью к параметрам распределения, тогда как код Грея обеспечивает снижение уровня искажений при концентрированных симметричных распределениях.

Ключевые слова: бинарный код, код Грея, Matlab, достоверность информации, безызбыточное кодирование.

THE INFLUENCE OF ENCODING BRIGHTNESS LEVELS OF 4-BIT IMAGES WITH DIFFERENT DISTRIBUTIONS ON TRANSMISSION QUALITY UNDER SINGLE-BIT ERRORS

M. V. Vaskovsky, Yu. V. Petrov

Baltic State Technical University “VOENMEH” named after D. F. Ustinov (BSTU “VOENMEH” named after D. F. Ustinov), Saint Petersburg, Russia

Abstract. In this paper, the influence of the type of encoding of image brightness levels on the amount of distortion during transmission over a communication channel with single bit errors is investigated. The binary code and Gray's code for 4-bit images with different brightness distribution laws (uniform, normal, and Rayleigh distribution) are considered. The transmission quality is evaluated using the second initial moment of error. It is shown that the binary code is invariant to the distribution parameters, whereas the Gray code provides a reduction in distortion with concentrated symmetric distributions.

Keywords: binary code, Gray code, MATLAB, information reliability, non-redundant coding.

1. Введение

В современных системах на основе беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) значительную роль играет передача изображений, получаемых бортовыми сенсорами. Такие данные используются при решении задач мониторинга, дистанционного наблюдения и кооперативного взаимодействия между аппаратами, в том числе в каналах связи типа «БПЛА–БПЛА». Ограниченная пропускная способность радиоканалов и наличие помех обуславливают необходимость повышения эффективности передачи изображений.

В цифровых каналах связи основным видом искажений являются битовые ошибки, возникающие под воздействием шума и интерференции. Традиционные методы повышения помехоустойчивости основаны на введении избыточности, что приводит к снижению эффективной скорости передачи. В связи с этим представляет интерес

исследование альтернативных подходов, не связанных с увеличением объёма передаваемых данных.

Одной из особенностей изображений является неравномерное распределение уровней яркости, которое может быть описано с использованием теоретических законов распределения, таких как равномерное, нормальное и распределение Релея. Зная характерное распределение для передаваемых изображений, можно использовать такой вид кодирования, при котором снизится влияние битовых ошибок на качество передаваемых изображений.

В работе рассматривается влияние различных видов кодирования уровней яркости 4-битных изображений на качество их передачи в условиях одиночных битовых ошибок. Использование 4-битного представления позволяет упростить анализ и выявить основные закономерности влияния структуры кода на величину возникающих искажений.

Целью работы является исследование влияния вида кодирования уровней яркости изображений с заданными статистическими распределениями на качество их передачи по каналам связи при наличии одиночных битовых ошибок.

Для достижения поставленной цели решаются следующие задачи: анализ статистических распределений уровней яркости изображений, моделирование канала связи с одиночными ошибками, исследование влияния различных схем кодирования на величину искажений, а также сравнительный анализ полученных результатов.

2. Методика эксперимента

Для количественной оценки влияния ошибок при передаче изображений используется второй начальный момент ошибки. Он определяется как математическое ожидание квадрата случайной величины ошибки и дает представление о степени отклонения переданных данных от исходных и помогает анализировать эффективность применяемых методов кодирования.

Пусть e – ошибка при передаче сообщения в канале. Тогда второй начальный момент можно представить в виде:

$$M_2=E[\Delta_{ош}^2]=(E[\Delta_{ош}])^2+Var(\Delta_{ош}) \quad (1)$$

где $E[\Delta_{ош}]$ — математическое ожидание ошибки,

$Var(\Delta_{ош})$ — дисперсия ошибки.

Однако использование величины M_2 затрудняет интерпретацию результатов, поскольку она имеет размерность квадрата исходной величины. В связи с этим вводится нормированная характеристика — корень из второго начального момента. Данная величина имеет ту же размерность, что и уровни яркости (и их ошибки), и позволяет корректно сравнивать результаты при различных способах кодирования.

Для исследования влияния вида кодирования уровней яркости на качество передачи изображений использовалось аналитическое моделирование канала связи с контролируемым внесением ошибок.

В рамках моделирования рассматривались дискретные сообщения, соответствующие уровням яркости изображений, представленных в виде p-разрядных двоичных слов. Формирование входных данных осуществлялось в соответствии с заданным законом распределения вероятностей: равномерным, нормальным, распределением Релея).

Для каждого значения яркости формировалось его кодовое представление в соответствии с выбранным методом кодирования (бинарный код, код Грея). Совокупность соответствий между значениями яркости и кодовыми словами задавалась в виде кодовой таблицы («таблица кодирования»).

Далее для каждого кодового слова последовательно моделировались ошибки передачи. В случае одиночных ошибок осуществлялось инвертирование одного из разрядов слова. Таким образом, для каждого исходного значения формировалось множество искажённых кодовых слов, соответствующих всем возможным позициям ошибки.

Полученные искажённые кодовые слова декодировались. Ошибка передачи вычислялась как разность между исходным и декодированным (искаженным) значением. Для каждого значения яркости и каждой позиции ошибки фиксировались соответствующие значения ошибки, на основе которых формировалось полное множество реализаций ошибки передачи. Оценка качества передачи осуществлялась с использованием второго начального момента ошибки.

В рамках работы рассматривается дискретное множество значений ошибки, равновероятно возникающих при передаче 4-битных кодовых слов. В случае равномерного распределения вероятностей уровней яркости дополнительно учитывались вероятности появления соответствующих значений, что приводило к взвешенной оценке второго начального момента.

$$M_2=\frac{1}{2^p \cdot t}\sum_{i=1}^{2^p}\sum_{j=1}^{t}\ (\Delta_{\text{ош},i,j})^2, \quad (2)$$

где p – количество разрядов в слове (p = 4),

t – количество вариантов положения ошибки,

$\Delta_{\text{ош}\,i}$ – значения ошибок,

i –значение информации (от 0 до 15),

j – номер ошибочного разряда (от 1 до 4).

В случае неравномерного распределения вероятностей уровней яркости:

$$M_2=\sum_{i=1}^{2^p} P(x_i) \cdot \frac{1}{t}\sum_{j=1}^{t}\ (\Delta_{\text{ош},i,j})^2, \quad (3)$$

где $P(x_i)$ – вероятность появления соответствующего уровня яркости.

Для повышения интерпретируемости результатов наряду со вторым начальным моментом используется его корень.

$$\sigma_{\Delta\text{ош}} = \sqrt{M_2}. \quad (4)$$

3. Исследование влияния вида кодирования

Моделирование передачи изображений выполнено в среде MATLAB для различных законов распределения уровней яркости: равномерного, нормального и распределения Релея. Результаты представлены в виде графиков (рисунки 1 - 6) и таблиц. На графиках представлены расчеты для каждого значения яркости:

$$\sigma_{\Delta\text{ош}}(i) = \sqrt{P(i) \cdot \frac{1}{t}\sum_{j=1}^{t}\ (\Delta_{\text{ош},i,j})^2}, \quad (5)$$

В рамках исследования для фиксированной кодовой таблицы оценивалась зависимость второго начального момента ошибки от вида распределения входных данных, что позволило определить чувствительность различных методов кодирования к статистическим свойствам источника..

Для равномерного распределения для бинарного кода $\sigma_{\Delta\text{ош}} = 4{,}6$, а для кода Грея — $\sigma_{\Delta\text{ош}} = 5{,}3$. Полученные результаты показывают, что при равномерном распределении бинарный код обеспечивает меньший уровень искажений по сравнению с кодом Грея.

Далее проведено исследование для нормального распределения значений уровней яркостей изображений с параметрами μ (математическое ожидание) и σ (среднеквадратическое отклонение). Результаты моделирования сведены в таблицы 1 (при фиксированном значении μ=7,5 и различных значениях σ) и 2 (при фиксированном значении σ=3 и различных значениях μ). Для примера на рисунках 3 и 4 приведены

результаты для значений μ=7,5, σ=5 и μ=7,5, σ=1. Результаты моделирования сведены в таблицы 1 и 2.

Таблица 1. Исследование для нормального распределения при μ=7,5

σ	**1**	**2**	**3**	**4**	**4,83**	**5**
Бинарный	4,61	4,61	4,61	4,61	4,61	4,61
Грея	3,64	3,55	3,95	4,37	4,61	4,65

Анализ результатов исследований при фиксированном математическом ожидании, представленных в таблице 1, показывает, бинарный код инвариантен к изменению СКО. Для кода Грея $\sigma_{\Delta ош}$ ниже, что указывает на его преимущество. При увеличении СКО, $\sigma_{\Delta ош}$ растет и при приближении к равномерному распределению становится сопоставимым с бинарным кодом, и при μ>4,83 преимущество теряется.

Таблица 2. Исследование для нормального распределения при σ=3

μ	**0**	**2**	**4**	**6**	**8**	**10**	**12**	**14**
Бинарный	4,61	4,61	4,61	4,61	4,61	4,61	4,61	4,61
Грея	6,30	5,57	4,76	4,12	3,97	4,39	5,16	5,95

Анализ результатов исследований при фиксированной СКО показывает для кода Грея U-образный зависимость. При смещении распределения к границам диапазона значений преимущество переходит к бинарному коду. При приближении у центральной области σΔош уменьшается, и заметен выигрыш у кода Грея при значениях μ= от 6 до 10.

Далее проведено исследование для релеевского распределения значений уровней яркостей изображений (параметр распределения Релея σ_r). Результаты моделирования при различных значениях σ_r сведены в таблицу 3. Для примера на рисунках 5 и 6 приведены результаты для значений σ_r=2 и σ_r=5. Результаты моделирования сведены в таблицу 3.

Таблица 3. Исследование для распределения Релея

σ_r	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**
Бинарный	4,61	4,61	4,61	4,61	4,61	4,61	4,61
Грея	7,94	6,60	5,60	4,95	4,62	4,54	4,58

Анализ результатов исследований показывает, что бинарный код инвариантен к изменению параметра распределений. Для кода Грея характерно монотонное уменьшение исследуемого показателя. Это связано с уменьшением асимметрии распределения. Преимущества кода Грея только при σ_r>5.

4. Заключение

Таким образом, установлено, что бинарный код обладает инвариантностью по отношению к параметрам распределения значений уровней яркостей изображений, что обеспечивает стабильный уровень искажений при различных распределениях и их параметров. Код Грея, напротив, демонстрирует чувствительность к форме распределения: его преимущество проявляется при концентрированных симметричных распределениях уровней яркости, когда значения преимущественно сосредоточены в центральной области диапазона уровней яркости.

Практически значимым результатом является установление области эффективности кода Грея: при нормальном распределении с параметрами μ=7,5 и σ=2 достигается минимальный уровень искажений по сравнению с бинарным кодом.

В то же время для равномерного распределения и распределения Релея предпочтительным является использование бинарного кодирования, обеспечивающего меньший или сопоставимый уровень ошибок.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (НИР «Разработка и исследование методов управления группами автономных беспилотных летательных аппаратов на основе перспективных систем информационного обеспечения и взаимодействия между отдельными аппаратами в группе», FZWF-2024-0002).

Литература

1. Васьковский М.В., Петров Ю.В. Повышение достоверности передаваемой полезной информации при наличии ошибок в каналах связи // БГТУ «Военмех». – 2026.
2. Li Li, Ching-Chun Chang, Junlan Bai, Hamming Code Strategy for Medical Image Sharing, 2020
3. Блох Э. Л., Попов О. В., Турин В. Я. Модели источника ошибок в каналах передачи цифровой информации / Э. Л. Блох, О. В. Попов, В. Я. Турин. — М. : Связь, 1971. — 312 с.
4. Иванов В. В., Мартынов П. В., Руденко А. Е. Повышение информационной надёжности цифровых систем передачи информации / В. В. Иванов, М. С. Светлов, А. Е. Руденко, П. В. Мартынов // Известия МГТУ «МАМИ». — 2013.
5. Шеннон К. Э. Математическая теория связи / К. Э. Шеннон, У. Уивер // Bell System Technical Journal. — 1948. — Vol. 27. — P. 379–423.

References

1. Vaskovsky M.V., Petrov Yu.V. Increasing the reliability of transmitted useful information in the presence of errors in communication channels // BSTU "Voenmeh". – 2026.
2. Li Li, Ching-Chun Chang, Junlan Bai, Hamming Code Strategy for Medical Image Sharing, 2020
3. Bloch E. L., Popov O. V., Turin V. Ya. Models of the source of errors in digital information transmission channels / E. L. Bloch, O. V. Popov, V. Ya. Turin. — M.:Svyaz, 1971.—312 p.
4. Ivanov V. V., Martynov P. V., Rudenko A. E. Improving the information reliability of digital information transmission systems / V. V. Ivanov, M. S. Svetlov, A. E. Rudenko, P. V. Martynov // Izvestiya MGTU "MAMI". — 2013.
5. Shannon K. E. Mathematical theory of communication / K. E. Shannon, W. Weaver // Bell System Technical Journal. — 1948. — Vol. 27. — P. 379-423.

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ЧИСЛА КОРРЕЛИРОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛОВ НА ВХОДЕ НЕКАЛИБРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДКМВ-ДИАПАЗОНА ПРИ НИЗКОМ ОТНОШЕНИИ СИГНАЛ/ШУМ

М. Д. Портниченко

АО НВП «ПРОТЕК», г. Воронеж, Россия

Аннотация. Предложен простой эвристический алгоритм оценки числа коррелированных источников сигналов, устойчивый к низкому SNR и не требующий знания геометрии антенной решётки. Метод основан на адаптивном выборе конфигураций подрешеток и анализе спектральных отношений собственных чисел выборочной корреляционной матрицы входной смеси сигнала, помех и шума.

Ключевые слова: ДКМВ-связь, оценка количества источников; информационный критерий Акаике; критерий минимальной длины описания; разложение по собственным значениям.

ALGORITHM FOR ESTIMATION THE NUMBER OF CORRELATED SIGNAL SOURCES AT THE INPUT OF AN UNCALIBRATED HF ANTENNA ARRAY AT A LOW SIGNAL-TO-NOISE RATIO

M. D. Portnichenko

JSC NVP PROTEK, Voronezh, Russia

Abstract. A simple heuristic algorithm for estimating the number of correlated signal sources is proposed. It is robust to low SNR and does not require knowledge of the antenna array geometry. The method is based on adaptive selection of subarray configurations and analysis of the spectral ratios of the eigenvalues of the sample correlation matrix of the input signal, interference, and noise mixture.

Keywords: HF communication source number estimation; Akaike information criterion; minimum description length; eigenvalue decomposition.

1. Введение

Задача оценки числа источников на входе антенной решётки (АР) сигнала необходима для множества приложений, требующих оценки угла прихода сигнала и пространственного подавления направленных помех [1,2]. К настоящему моменту времени известно множество вариантов её решения, основанных на различных критериях (AIC, MDL, метод минимального многочлена и т.д.) отличающихся разной степенью сложности и точности результата. Однако с точки зрения применения в устройствах подавления помех, задача так и не может считаться окончательно решённой, поскольку характеристики качества предложенных вариантов часто не удовлетворяют требованиям, предъявляемым к точности оценки. Это подтверждается в том числе и большим количеством работ, предлагающих варианты специфические для конкретных условий применения [1-11].

Наибольшие сложности при оценке числа источников вызываются коррелированностью их сигналов, что может быть связано как с:

1) многолучевым распространением в канале (главная причина),
2) с постановкой ретранслированных помех
3) однотипностью сигналов различных радиосредств.

Все три обстоятельства, как правило, весьма характерны для каналов диапазона ДКМВ. Сложности существенно возрастают если отношение сигнал/шум на приёме относительно невелико, что также типично для ДКМВ.

Другой особенностью ДКМВ является относительно небольшое количество приёмных антенн антенной решётки и сложность (или даже невозможность) их оптимального расположения, приводящая к возможной декорреляции сигналов на входах антенных элементов (АЭ). В этом случае эффективность большинства известных методов обработки коррелированных сигналов, основанных, как правило, на пространственном сглаживании, существенно снижается, что приводит к существенным ошибкам оценки [3-5].

Также в ДКМВ диапазоне, как правило, не могут быть использованы т.н. координатные методы, основанные на вычислении в явном виде пространственного спектра, из-за невозможности предварительной калибровки АР. Кроме того, многие из предложенных, аналитически выведенных (т.е. теоретически синтезированных по какому-либо критерию) алгоритмов, обладая наилучшими характеристиками при условиях, заданных при их проектировании, требуют больших вычислительных ресурсов и быстро теряют работоспособность при отклонении фактических условий от заданных.

В данной работе предлагается простой (отчасти эвристический) алгоритм оценки числа коррелированных источников, работоспособный в условиях их высокой корреляции, при низких отношениях сигнал/шум и небольшом числе антенных элементов решётки. Декорреляция сигналов крайний элементов АР, снижая точность, не приводит к катастрофическим последствиям при оценке.

Алгоритм проверен путём математического моделирования его работы в условиях наличия всех вышеназванных дестабилизирующих факторов при которых произведено его сравнение в некоторыми наиболее известными вариантами. Сравнение демонстрирует преимущество предложенного варианта при вышеназванных условиях. Суть алгоритма состоит в пространственном сглаживании при разбиении АР на подрешётки различной длины (причём целесообразно реализовать разбиение на все возможные длины подрешёток, включая и случай отсутствия разбиения) и автоматического выбора наилучшего варианта разбиения на основе использования простого критерия, использующего разложение выборочной корреляционной матрицы (КМ) по собственным векторам и собственным числам. Пространственное сглаживание является основным и наиболее часто рекомендуемым методом обработки коррелированных сигналов антенной решёткой. Целью его является обеспечение хорошей обусловленности (несингулярности) выборочной оценки корреляционной матрицы данных. Сингулярность, как известно, возникает в результате корреляции сигналов на входе АР и не позволяет использовать известные методы обработки пространственной информации, будь то оценка числа источников сигнала, оценка углов их прихода (DOA) или подавление нежелательных сигналов.

В известных работах предлагается пространственное сглаживание, основанное на разбиении решётки на подрешётки, перекрывающиеся на одно и тоже число элементов, причём обязательно соседних. Суть пространственного сглаживания состоит в разбиении АР на подрешётки меньшего размера, так что бы подрешётки перекрывались, т.е. разные подрешётки могли бы содержать одни и те же элементы. Все подрешётки обязательно должны быть одного размера. Решётка, подлежащая разбиению на подрешётки, как правило, полагается линейной и эквидистантной (т.е. с одинаковыми расстояниями между антенными элементами, ULA – Uniform Linear Array) или, как минимум, имеющей регулярную центрально симметричную структуру. Электрические фидеры от АЭ, по умолчанию предполагаются имеющими одинаковую электрическую длину, гарантирующую равенство задержек сигнала в них. Это позволяет использовать при

обработке т.н. методы «обратного усреднения» (backward averaging), что, в свою очередь, существенно уменьшает величину снижения апертуры АР из разбиения решётки на подрешётки. Последние два требования в ДКМВ диапазоне часто оказываются заметно неточно выполнимыми и, как правило, бывают нарушены. Следовательно, использования эффективных методов повышения апертуры при разбиении сигнала на подрешётки оказывается затруднительным. А в таком случае известно, что количество когерентных (т.е. полностью коррелированных) источников, число которых может быть правильно обнаружено, равно числу подрешёток на которое разбита исходная АР. Это следует из расчёта числа подрешёток для обеспечения несингулярности выборочной КМ данных. Но число частично обнаруживаемых коррелированных источников будет больше числа обнаруживаемых полностью коррелированных сигналов, т.е. больше числа подрешёток. Это число очевидно зависит от величины корреляции и не может быть точно выражено одной формулой замкнутого вида, а может быть определено только экспериментально или моделированием. Практически, степень корреляции источников никогда не может быть известна заранее. В случае если на вход АР поступает несколько групп сигналов некоррелированных между собой, но сигналы внутри каждой группы полностью коррелированы (т.е. когерентны), то число подрешёток для обеспечения несингулярности матрицы данных равно половине числа сигналов в группе с максимальным их числом. Увеличение числа подрешёток позволяет обнаруживать большее количество коррелированных сигналов, но поскольку приводит к сокращению элементов в каждой из подрешёток то уменьшает апертуру решётки и ухудшает характеристики обнаружения (вероятность ложной тревоги и пропуска) в шумах.

Поскольку как число коррелированных источников, так и степень их корреляции, а также углы прихода, практически не могут быть предсказаны заранее, то затруднительно выбрать оптимальное число подрешёток, на которые разбивается антенная решётка. Таким образом, чем больше используется подрешеток для усреднения, тем большее количество коррелированных сигналов может быть обнаружено и большее значение величин ошибок из-за отклонений геометрии антенной решётки от идеальной может быть нивелировано. Но, соответственно, тем меньше элементов будет в каждой подрешётке и тем хуже будут характеристики обнаружения (выше вероятности ложной тревоги и пропуска) в шумах. Поскольку все известные эффективные методы обнаружения достаточно сложны, то использование их для перебора всех возможных гипотез о величине числа коррелированных источников (т.е. последовательно применяя их при разном числе элементов в подрешётках) может быть непрактичным с точки зрения объёма необходимых вычислений. Поэтому целесообразно иметь вычислительно простой метод, допускающий оценку по подрешёткам различного размера, менее чувствительный к отклонениям геометрии решётки от идеальной и работоспособный при низких отношениях сигнал/шум. Данную задачу решает предлагаемый алгоритм.

2. Описание предлагаемого алгоритма

Процедура оценки числа источников сигналов включает следующие этапы:

1. **Формирование конфигураций подрешеток.** Исходная АР разбивается на подрешетки с использованием G вариантов конфигураций. Все конфигурации содержат одинаковое число элементов M_{sub}. Для каждой g-й конфигурации ($g = 1, \dots, G$) количество подрешеток L_g определяется геометрией. Под конфигурацией понимается совокупность подрешеток, обладающих идентичной геометрией и сонаправленностью векторов сдвига.

2. **Пространственное сглаживание.** Для каждой конфигурации вычисляется сглаженная корреляционная матрица (КМ) $\boldsymbol{R}_g$. При наличии центральной симметрии используется метод прямого-обратного усреднения:

$$\boldsymbol{R}_g = \frac{1}{2L_g}\sum_{l=1}^{L_g}\left(\boldsymbol{R}_{g,l} + \boldsymbol{J}\boldsymbol{R}_{g,l}^{*}\boldsymbol{J}\right),$$

где $\boldsymbol{R}_{g,l}$ — выборочная КМ l-й подрешетки, $\boldsymbol{J}$ — матрица обмена, вычисляемые соответственно как:

$$\boldsymbol{R}_{g,l} = \frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N}\boldsymbol{x}_{g,l}\,(t)\boldsymbol{x}_{g,l}^{H}(t),$$

$$\boldsymbol{J} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & \dots & 1 & 0 \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 1 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

3. **Спектральное разложение и нормировка.** Для каждой матрицы $\boldsymbol{R}_g$ находится спектральное разложение:

4.

$$\mathbf{R}_g = \mathbf{U}_g\boldsymbol{\Lambda}_g\mathbf{U}_g^{H}.$$

Для корректного объединения данных различных конфигураций вводится нормировка собственных чисел по следу матрицы (суммарной мощности):

$$\tilde{\lambda}_i^{(g)} = \frac{\lambda_i^{(g)}}{\mathrm{tr}(\boldsymbol{R}_g)}, \quad \lambda_1^{(g)} \geq \lambda_2^{(g)} \geq \cdots \geq \lambda_{M_{sub}}^{(g)}.$$

5. **Накопление статистик.** Вычисляются средние значения нормированных собственных чисел по всем конфигурациям:

6.

$$\bar{\lambda}_i = \frac{1}{G}\sum_{g=1}^{G}\tilde{\lambda}_i^{(g)}, \quad i = 1, \dots, M_{sub}.$$

7. **Формирование решающего правила.** Для поиска границы сигнального подпространства используется отношение i -го собственного числа к среднему арифметическому “шумового хвоста”:

8.

$$T(i) = \frac{\bar{\lambda}_i}{\frac{1}{M_{sub}-i}\sum_{j=i+1}^{M_{sub}}\bar{\lambda}_j}, \quad i = 1, \dots, M_{sub} - 1.$$

9. **Оценка числа источников.** Итоговое решение принимается на основе максимизации критерия:

10.

$$\widehat{K} = \underset{i}{\mathrm{argmax}}T(i).$$

3. Обоснование положительного эффекта

Положительный эффект по сравнению с ранее известными вариантами достигается за счет:

1. Увеличения количества слагаемых при пространственном сглаживании выборочной оценки КМ, что обеспечивает лучшую обусловленность матрицы в условиях малой выборки.

2. Сглаживания ошибок, вызванных неидеальностью геометрии АЭ (отклонение расположения от эквидистантного или центрально-симметричного).

3. Возможности использования подрешеток различного размера M_{sub} для оптимизации вероятностей ложной тревоги и пропуска под априори неизвестное число коррелированных источников. Предложенный критерий $T(i)$ сохраняет работоспособность при варьировании размерности подрешеток, в отличие от информационных критериев AIC и MDL.

• **Вычислительная эффективность.** Операции на этапе собственного разложения (шаг 3) могут быть реализованы в арифметике действительных чисел путем унитарного преобразования КМ, что существенно снижает требования к вычислительным ресурсам при сохранении точности оценки.

• **Модификации сглаживания.** На этапе формирования пространственно-сглаженной КМ (шаг 2) вместо классического метода могут быть использованы современные модификации, такие как методы дополненного сигнального пространства, упрощенное сглаживание или алгоритмы на основе сверточных ядер. Это позволяет дополнительно повысить разрешающую способность в условиях экстремально высокой когерентности сигналов.

В контексте антенных решёток под экстремально высокой когерентностью понимают ситуацию, когда сигналы от разных источников приходят на решётку с коэффициентом корреляции, близким к единице и при этом сохраняют стабильную разность фаз на всём интервале наблюдения. Иначе говоря, когда два или более сигнала настолько похожи друг на друга, что алгоритм обработки «видит» их не как разные источники, а как один-единственный сигнал с искажённой диаграммой направленности.

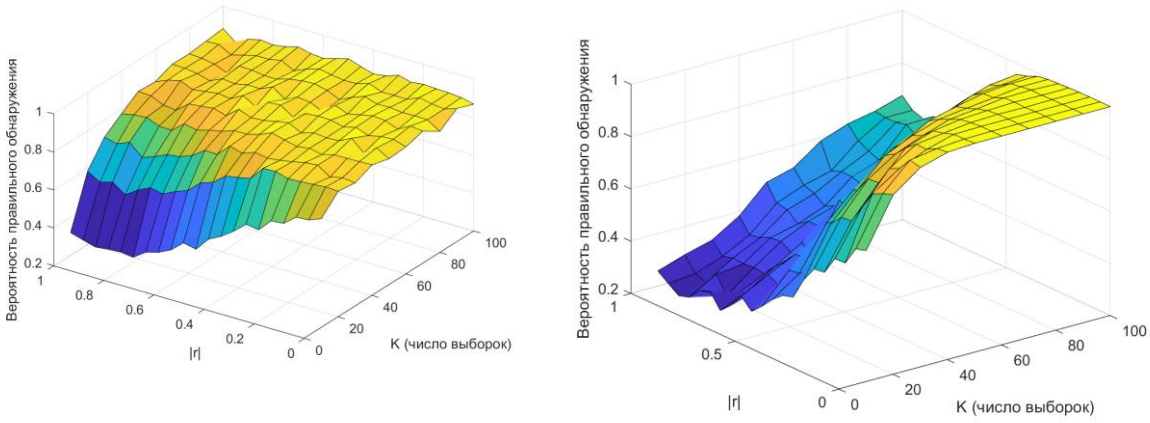
Основные признаки и последствия: вырождение корреляционной матрицы (КМ) - ранг сигнального подпространства КМ становится равным единице, сколько бы реальных источников ни присутствовало. Это делает невозможным использование классических методов (MUSIC, ESPRIT, AIC/MDL) без предварительной декорреляции.

Эффект «замирания»: из-за сложения когерентных лучей в противофазе сигнал может полностью исчезнуть на некоторых элементах решётки, затрудняя пространственное сглаживание: При обычной корреляции достаточно 2–3 подрешёток для восстановления ранга, а при экстремальной когерентности, типичной для многолучевого распространения в ДКМВ или зеркального отражения от воды, требуется гораздо большее число подрешёток, что сильно снижает эффективную апертуру решётки. Именно в этом режиме предложенный подход с перебором различных конфигураций и размеров подрешёток даёт преимущество.

Стандартное сглаживание может «не дотянуть» ранг матрицы до нужного значения, а предлагаемый адаптивный выбор находит ту конфигурацию, где декорреляция произошла максимально эффективно.

4. Результаты моделирования

Проверки алгоритма проводилась на при помощи моделирования его работы с 4 - 8-элементными антенными решётками, имеющими случайную конфигурацию и при различном числе сигналов, прошедших через двулучевой канал с релеевскими замираниями. На Рис.1 показаны поверхности вероятности правильного обнаружения предлагаемого алгоритма и MDL (превосходящего AIC), по которым видно, что предложенный метод обеспечивает существенно большую вероятность правильного обнаружения при высокой корреляции сигналов. (Последняя зависит от величины межлучевой задержки в канале по отношению к длительности передаваемого символа.)



(а) (б)

Рис. 1. Вероятность правильного обнаружения числа источников в зависимости от коэффициента корреляции и числа независимых выборок сигнала. а) Предлагаемый алгоритм. б) Алгоритм по критерию MDL.

5. Заключение

Таким образом был предложен алгоритм оценки числа коррелированных источников сигнала, отличающийся простой реализацией и работоспособный в условиях экстремально высокой корреляции сигналов близкой к единице. Алгоритм пригоден для оценки числа сигналов и мешающих помех прошедших многолучевой канал в условиях высокого уровня ненаправленного шума.

Литература

1. Zhao J. et al. An Augmented Space Smoothing Method based on the Signal Space in Coherent Scenarios // Circuits, Systems, and Signal Processing. — 2024. — Vol. 43, No. 9. — P. 5661–5681.
2. Pan J. et al. Simplified spatial smoothing for DOA estimation of coherent signals // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. — 2022. — Vol. 70, No. 2. — P. 841–845.
3. Zhao J. et al. DOA Estimation of Coherent Signals Exploiting Forward/Backward Convolutional Kernels // IEEE Signal Processing Letters. — 2025.
4. Qi B., Liu D. An enhanced spatial smoothing algorithm for coherent signals DOA estimation // Engineering Computations. — 2022. — Vol. 39, No. 2. — P. 574–586.
5. Hou Y. et al. DOA-Estimation Method Based on Improved Spatial-Smoothing Technique // Mathematics. — 2023. — Vol. 12, No. 1. — P. 45.
6. Van Trees H. L. Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. — New York: John Wiley & Sons, 2002.
7. Zhao J. et al. An Augmented Space Smoothing Method based on the Signal Space in Coherent Scenarios // Circuits, Systems, and Signal Processing. — 2024. — Vol. 43, No. 9. — P. 5661–5681.
8. Zhao J. et al. DOA Estimation of Coherent Signals Exploiting Forward/Backward Convolutional Kernels // IEEE Signal Processing Letters. — 2025. (Early Access).
9. Qi B., Liu D. An enhanced spatial smoothing algorithm for coherent signals DOA estimation // Engineering Computations. — 2022. — Vol. 39, No. 2. — P. 574–586.
10. Pan J. et al. Simplified spatial smoothing for DOA estimation of coherent signals // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. — 2022. — Vol. 70, No. 2. — P. 841–845.

11. Hou Y. et al. DOA-Estimation Method Based on Improved Spatial-Smoothing Technique // Mathematics. — 2023. — Vol. 12, No. 1. — P. 45.

REFERENCES

1. Zhao J. et al. An Augmented Space Smoothing Method based on the Signal Space in Coherent Scenarios // Circuits, Systems, and Signal Processing. — 2024. — Vol. 43, No. 9. — P. 5661–5681.
2. Pan J. et al. Simplified spatial smoothing for DOA estimation of coherent signals // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. — 2022. — Vol. 70, No. 2. — P. 841–845.
3. Zhao J. et al. DOA Estimation of Coherent Signals Exploiting Forward/Backward Convolutional Kernels // IEEE Signal Processing Letters. — 2025.
4. Qi B., Liu D. An enhanced spatial smoothing algorithm for coherent signals DOA estimation // Engineering Computations. — 2022. — Vol. 39, No. 2. — P. 574–586.
5. Hou Y. et al. DOA-Estimation Method Based on Improved Spatial-Smoothing Technique // Mathematics. — 2023. — Vol. 12, No. 1. — P. 45.
6. Van Trees H. L. Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. — New York: John Wiley & Sons, 2002.
7. Zhao J. et al. An Augmented Space Smoothing Method based on the Signal Space in Coherent Scenarios // Circuits, Systems, and Signal Processing. — 2024. — Vol. 43, No. 9. — P. 5661–5681.
8. Zhao J. et al. DOA Estimation of Coherent Signals Exploiting Forward/Backward Convolutional Kernels // IEEE Signal Processing Letters. — 2025. (Early Access).
9. Qi B., Liu D. An enhanced spatial smoothing algorithm for coherent signals DOA estimation // Engineering Computations. — 2022. — Vol. 39, No. 2. — P. 574–586.
10. Pan J. et al. Simplified spatial smoothing for DOA estimation of coherent signals // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. — 2022. — Vol. 70, No. 2. — P. 841–845.
11. Hou Y. et al. DOA-Estimation Method Based on Improved Spatial-Smoothing Technique // Mathematics. — 2023. — Vol. 12, No. 1. — P. 45.

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА ОСНОВЕ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ПОВТОРЕНИЯ И ПЕРФОРАЦИИ БИТ

М. Л. Маслаков, К. В. Марюшкин

ООО «Специальный Технологический Центр», Санкт-Петербург, Россия
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В работе рассмотрено применение механизмов повторения и перфорации бит для гибкого обеспечения различных кодовых скоростей. Проведено сравнение вероятности потери пакета для двух вариантов сигнально-кодовых конструкций, обеспечивающих одинаковую информационную скорость. Дополнительно проведены характеристики метода реконструкции перфорированных бит. Представлены результаты численного моделирования.

Ключевые слова: сверточные коды, мажоритарное повторение бит, перфорация бит, QPSK, BPSK.

PROBABILISTIC CHARACTERISTICS OF SIGNAL-CODE CONSTRUCTIONS BASED ON CONVOLUTIONAL CODES WITH APPLICATION REPETITION AND PERFORATION OF BITS

M. L. Maslakov, K. V. Maryushkin

LLC Special Technology Center, Saint-Petersburg, Russia
Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SUAI), Saint-Petersburg, Russia

Abstract. Application of bits repetition and perforation mechanisms for provide various code rates are considered. The probability of packet error rate is compared between two variants of signal-code structures providing the same information data rate. Additionally, the characteristics of the method of perforation bits reconstruction are given. Results of numerical simulation are presented.

Keywords: convolutional codes, bit repetition, bit perforation, QPSK, BPSK.

1. Введение

Важнейшей задачей при функционировании адаптивных систем цифровой связи является обеспечение высокоскоростной и надежной передачи данных. Ключевым механизмом, обеспечивающим компромисс между скоростью и вероятностными характеристиками является выбор сигнально-кодовой конструкции (СКК).

Среди наиболее часто используемых кодов в различных системах передачи данных в настоящее время применяют сверточные коды [1-2] и, обычно, реализуемые на их основе турбо-коды [3, 4], коды с малой проверкой на четность (Low-Density Parity-Check – LDPC) [4, 5], а также кодовые конструкции на основе кодов Рида-Соломона [6]. В качестве модуляции применяют фазовую манипуляцию (Phase-Shift-Keying - PSK) порядка от 2 до 8 (BPSK, QPSK и PSK8, соответственно) и квадратурно-амплитудную модуляцию (Quadrature Amplitude Modulation - QAM) при порядке от 16 и выше (см. подробнее в [7]).

При этом для систем связи, функционирующих в условиях низких значений отношения сигнал/шум (ОСШ) ограничиваются фазовой манипуляцией и кодами или

кодовыми конструкциями с кодовой скоростью порядка 1/2 и меньше, как, например, в [8]. С учетом указанных ограничений, а также необходимостью получения некоторого набора вариантов кодовых скоростей применяют мажоритарное повторение бит и также перфорацию или выкалывание бит.

В данной работе будет проведено сравнение вариантов СКК на основе сверточных кодов с применением повторения и перфорации бит, а также использующих фазовую манипуляцию BPSK и QPSK.

2. Применение мажоритарного повторения и перфорации бит

Применение перфорации позволяет гибко менять скорость базового или материнского кода, обычно равной $R = 1/2$, при необходимости обеспечивая практически любые соотношения для скорости кода после перфорации R_p:

$$\begin{cases} R_p = \dfrac{K}{N} \geq \dfrac{1}{2} \\ \left\lceil \dfrac{N}{2} \right\rceil \leq K \leq N - 1 \end{cases}, \tag{1}$$

где K, N – пара целых чисел, $\lceil \ \rceil$ – операция округления в большую сторону.

Немаловажным преимуществом применения перфорации является обеспечение практически такой же исправляющей способности, как при непосредственной реализации кодера и декодера с соответствующими скоростями за счет применения соответствующего числа полиномов и числа входов и выходов кодера (см. подробнее в [1, 2]) при той же вычислительной сложности.

Определение бит для выкалывания осуществляется при помощи масок перфорации, которые далее в работе будут обозначены в формате $m = [1,1,1,0]$, где 1 указывает, что бит будет передаваться, а 0 – предполагает выкалывание соответствующего бита в потоке на выходе кодера. В результате скорость кода после перфорации составит:

$$R_p = R \cdot \frac{M}{\sum_{k=0}^{M-1} m(k)} = R \cdot \frac{M}{M_1} \tag{2}$$

где M – длина маски перфорации, M_1 - количество 1 в маске перфорации.

Для снижения кодовой скорости и, соответственно, повышения исправляющей способности применяют мажоритарное повторение передаваемых бит. Например, для получения кодовой скорости $R_r = 1/4$ из $R = 1/2$, каждый бит на выходе кодера повторяют r=2 раза. В общем случае кодовая скорость при применении мажоритарного повторения бит определяется:

$$R_r = \frac{R}{r}. \tag{3}$$

Для максимально гибкого управления кодовой скоростью возможно совместное применение механизмов повторения и выкалывания бит. С учетом (2), (3) итоговая скорость кода составит:

$$R_{rp} = \frac{R}{r} \cdot \frac{M}{M_1}. \tag{4}$$

Отметим, что в общем предельном случае применение мажоритарного повторения и перфорации бит позволяет обеспечить кодовые скорости в диапазоне:

$$0 < R_{rp} < 1. \tag{5}$$

Итоговая информационная скорость определяется символьной скоростью – V и порядком модуляции - L. В итоге информационная скорость составит:

$$V_{data} = R_{rp} L V . \quad (6)$$

Рассмотри далее два варианта СКК, обеспечивающих одинаковую скорость передачи данных V_{data}.

3. Варианты сигнально-кодовых конструкций

В качестве маски перфорации будем рассматривать приведенную выше $m = [1,1,1,0]$, в результате применения которой из кодированного потока удаляется каждый 4-ый бит. Тогда, в соответствии с (2), скорость кода после перфорации составит:

$$R_p = R \cdot \frac{M}{M_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{3} = \frac{2}{3} \quad (7)$$

Исходный кодированный поток

$$c_0 c_1 c_2 c_3 c_4 c_5 c_6 c_7 \ldots \quad (8)$$

при этом преобразуется к виду:

$$c_0 c_1 c_2 c_4 c_5 c_6 \ldots . \quad (9)$$

Исправляющая способность кода в этом случае будет меньше, чем для базового кода, поэтому для обеспечения надежной доставки сообщений логично применение BPSK модуляции. В результате получаем информационную скорость:

$$V_{data}^1 = \frac{2}{3} \cdot 1 \cdot V = \frac{2}{3} V . \quad (10)$$

Описанную выше СКК далее будем обозначать - «BPSK, R=2/3».

После демодуляции для передачи принятого битового потока на вход декодера необходимо осуществить вставку выколотых бит. Т.к. они неизвестны, на их места осуществляют вставку, обычно, нулевых бит с минимальной надежностью. (см. подробнее в [1, 4]). Однако на основе имеющихся бит может быть осуществлена реконструкция выколотых бит и вычислена соответствующая оценка их надежности. Под *реконструкцией* при этом понимается восстановление бита с некоторой вероятностью.

В качестве альтернативы рассмотрим следующую СКК на основе тех же базового кода и маски перфорации с дополнительным применением мажоритарного повторения бит. При двукратном повторении кодированный поток (8) преобразуется к виду:

$$c_0 c_0 c_1 c_1 c_2 c_2 c_3 c_3 c_4 c_4 c_5 c_5 c_6 c_6 c_7 c_7 \ldots \quad (11)$$

Тогда после перфорации получим:

$$c_0 c_0 c_1 c_2 c_2 c_3 c_4 c_4 c_5 c_6 c_6 c_7 \ldots \quad (12)$$

Скорость кода в соответствии с (4) при этом составляет:

$$R_{rp} = \frac{1/2}{2} \cdot \frac{4}{3} = \frac{1}{3} . \quad (13)$$

Для обеспечения той же информационной скорости V_{data}^1 перейдем к модуляции QPSK, в результате:

$$V_{data}^2 = \frac{1}{3} \cdot 2 \cdot V = \frac{2}{3} V . \quad (14)$$

При этом можно заметить следующее: 0-ой и далее каждый 3-ий символ может принимать значения «00» или «11», т.е. фактические имеем модуляцию BPSK, что очевидно можно учесть при демодуляции. Второй бит 1-го символа и первый бит второго символа (и далее с периодом 3 символа) должны быть равны, что также можно учесть при демодуляции, осуществляя выбор в пользу наиболее вероятного/надежного бита.

Описанную СКК далее обозначим - «QPSK, R=1/3».

4. Результаты моделирования

Моделирование рассматриваемых в работе вариантов СКК осуществлялось в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ). Для СКК «BPSK, R=2/3» проведено сравнительное моделирование при замене выколотых бит нулями и с применением метода реконструкции. Для СКК «QPSK, R=1/3» при демодуляции осуществляется учет повторных бит как описано в разделе 3.

На рисунке 1 представлены зависимости вероятности потери пакета (Packet-Error Rate - PER) от ОСШ (signal-to-noise ratio - SNR). При моделировании длина пакета составляла 201 байт.

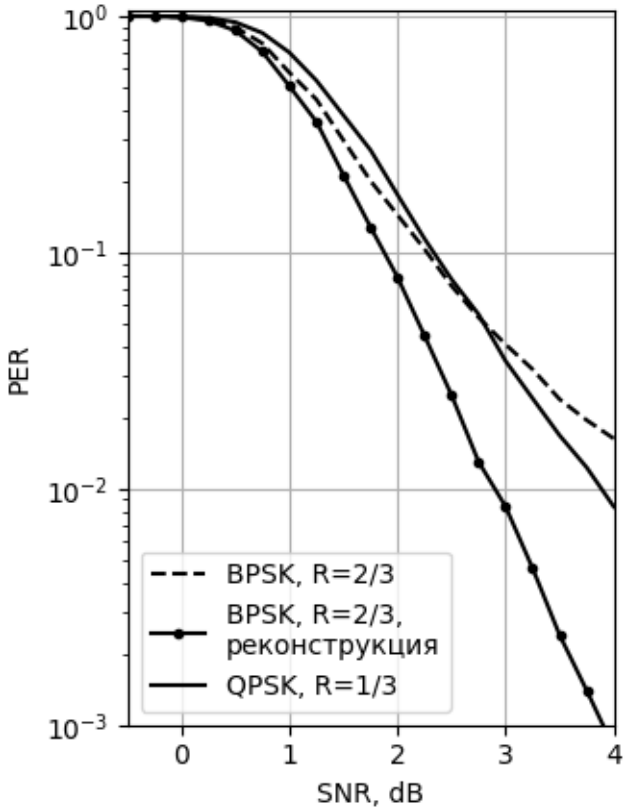


Рис. 1. Зависимости вероятности потери пакета от ОСШ для различных сигнально-кодовых конструкций

Из представленных результатов можно заметить, что вероятностные характеристики для СКК «QPSK, R=1/3» и «BPSK, R=2/3» с заменой нулями выколотых бит достаточно близки. Незначительный выигрыш для случая «BPSK, R=2/3» при значениях ОСШ меньше 2.5 дБ объясняется «большей помехоустойчивостью» модуляции BPSK. Напротив, при ОСШ больше 2.5 дБ начинает сказываться тот факт, что примерно половина выколотых бит, заменённых нулевыми, – это ошибки, в то время как для СКК «QPSK, R=1/3» все принятые биты – решения демодулятора, а их надежность с ростом ОСШ возрастает. Вообще говоря, с увеличением ОСШ уменьшается вероятность ошибки на бит. При этом, в случае СКК «BPSK, R=2/3» при вставке нулей с увеличением ОСШ получаем неснижаемую вероятность ошибки на бит, что эквивалентно более низкому ОСШ.

Вместе с тем СКК «BPSK, R=2/3» с применением реконструкции перфорированных бит обеспечивает значительно меньшие значения вероятности потери пакета, что объясняется восстановлением части перфорированных бит. При этом «качество» реконструкции с ростом ОСШ также растет.

5. Заключение

В работе рассмотрено применение мажоритарного повторения и перфорации бит. Показано, что применение данных механизмов совместно или по отдельности позволяет гибко обеспечивать различные кодовые скорости, и как следствие различные вероятностные характеристики, что с учетом модуляции позволяет обеспечить наиболее оптимальные вероятностно-временные характеристики адаптивной системы связи.

Также авторами проведено сравнение вероятности потери пакета для двух вариантов сигнально-кодовых конструкций. При этом показана возможность учета вида СКК при демодуляции для повышения надежности. Дополнительно продемонстрирована возможность реконструкции перфорированных бит.

Литература

1. Johannesson R. Zigangirov K.Sh. Fundamentals of convolutional coding. – New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 1999.
2. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. – М.: Мир, 1986.
3. Schlegel C.B., Perez L.C. Trellis and turbo coding. – New Jersey: John Wiley & Sons, 2004.
4. Johnson S.J. Iterative error correction. Turbo, Low-Density Parity-Check and repeate-accumulate codes. – Cambridge: Cambridge University Press, 2010.
5. Moon T.K. Error Correction coding: mathematical methods and algorithms. – New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
6. Wicker S.B. Reed-Solomon Codes and Their Applications. – New Jersey: IEEE Press, 1994.
7. Xiong F. Digital Modulation Techniques. – Boston: Artech House, 2006.
8. ARINC Specification 635-4. HF Data Link Protocol. – Dec. 22, 2003.

References

1. Johannesson R. Zigangirov K.Sh. Fundamentals of convolutional coding. – New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 1999.
2. Blahut R.E. Theory and practice of error control codes. – Massachusetts: Addison-Wesley, 1983.
3. Schlegel C.B., Perez L.C. Trellis and turbo coding. – New Jersey: John Wiley & Sons, 2004.
4. Johnson S.J. Iterative error correction. Turbo, Low-Density Parity-Check and repeate-accumulate codes. – Cambridge: Cambridge University Press, 2010.
5. Moon T.K. Error Correction coding: mathematical methods and algorithms. – New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
6. Wicker S.B. Reed-Solomon Codes and Their Applications. – New Jersey: IEEE Press, 1994.
7. Xiong F. Digital Modulation Techniques. – Boston: Artech House, 2006.
8. ARINC Specification 635-4. HF Data Link Protocol. – Dec. 22, 2003.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛНОВОДНЫХ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ Е-ДИАПАЗОНА

М. Н. Белозеров, А.С. Корнев, А. Ю. Чернышов

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Представлены расчет и моделирование волноводных полосно-пропускающих фильтров с одним рядом металлических пластин в Е-плоскости для частот Е-диапазона. Результаты работы могут быть использованы для создания оборудования связи миллиметрового диапазона длин волн.

Ключевые слова: Е-диапазон, волноводный фильтр, моделирование, пластины в Е-плоскости, полосно-пропускающий фильтр.

MODELING OF WAVEGUIDE BAND PASS FILTERS IN THE E-BAND

M. N. Belozerov, A.S. Kornev, A. Yu. Chernyshov

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. The calculation and modeling of waveguide band pass filters with one row of metal plates in the E-plane for E-band frequencies are presented. The results of the work can be used to create millimeter-band communication equipment.

Keywords: E-band, waveguide filter, modeling, plates in the E-plane, band pass filter.

1. Введение

Для современных беспроводных сетей все больше возрастают требования к пропускной способности, и одним из основных направлений для создания высокоскоростных систем связи является освоение миллиметрового диапазона длин волн в частотном диапазоне от 30 до 300 ГГц. Поддиапазон 71-86 ГГц (Е-диапазон) является одним из перспективных для осваивания. В Е-диапазоне возможно достичь скорости передачи данных в десятки гигабит, поскольку ширина полосы модулированного сигнала может достигать 5 ГГц.

Одним из ключевых элементов приемопередающего тракта систем связи являются фильтры. Зачастую в системах связи и радиолокации применяются волноводные устройства, в том числе и волноводные фильтры. Данные фильтры обеспечивают минимальные потери и позволяют пропускать высокий уровень мощности, а также обеспечивают подавление за полосой пропускания побочных сигналов. Еще одним преимуществом волноводного фильтра является его размер, он напрямую зависит от частоты фильтра – чем выше частота, тем меньше размер фильтра, поэтому применение волноводных фильтров в системах радиосвязи Е-диапазона, позволяет уменьшить габариты приемопередающего тракта. Однако из-за малых габаритов возрастает сложность производства таких фильтров, они требуют более жестких допусков размеров.

Волноводный фильтр представляет собой структуру из нескольких последовательно соединенных резонаторов – отрезков волновода, ограниченных с обеих сторон реактивностями. В качестве реактивностей применяются металлические пластины или штыри. В зависимости от их расположения относительно вектора электрического поля основной волны они могут быть индуктивными, емкостными или резонансными. Наибольшее практическое применение в КВЧ и СВЧ технике получили

волноводные фильтры с металлическими пластинами расположенными в *E*-плоскости волновода.

2. Методика расчета

В основе расчета волноводного полосно-пропускающего фильтра (ППФ) с металлическими пластинами в Е-плоскости лежит метод расчета, использующий преобразования фильтра-прототипа нижних частот в ППФ [1]. Поскольку металлические пластины расположены в *E*-плоскости волновода, то, соответственно, фильтр обладает параллельными индуктивными связями, его эквивалентная схема фильтра-прототипа представлена на рисунке 1.

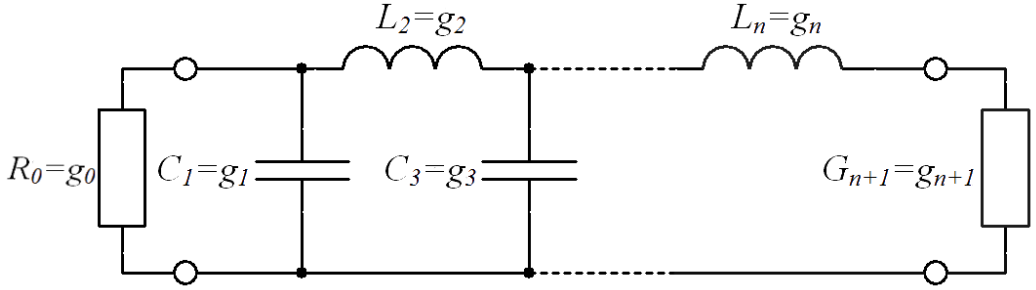


Рис. 1. Эквивалентная схема фильтра-прототипа нижних частот.

Количество резонаторов фильтра определяется его порядком *n*, который, как описано в [2], рассчитывается по формуле:

$$n = \frac{\operatorname{arch}\left(\sqrt{\frac{Lz-1}{Lp-1}}\right)}{\operatorname{arch}\left(\frac{\sin\left(\frac{\pi}{4}\cdot Wz\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{4}\cdot Wp\right)}\right)}, \quad (1)$$

где *Lp* – затухание в полосе пропускания, *Lz* – затухание в полосе заграждения, *Wp* – относительная полоса пропускания в волноводе, *Wz* – относительная полоса заграждения в волноводе.

Значения индуктивности последовательной катушки *L* или ёмкости параллельного конденсатора *C* фильтра-прототипа рассчитываются как параметры g_1, g_2, … g_n, а сопротивления нагрузки R_0 и генератора G_{n+1} – это параметры g_0 и g_{n+1} соответственно. Значение g_0 всегда принимается за 1, остальные величины находятся по формулам:

$$g_1 = \frac{2\cdot a_1}{\gamma}, \quad (2)$$

$$g_m = \frac{4\cdot a_{m-1}\cdot a_m}{b_{m-1}\cdot g_{m-1}}, \quad (3)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1, \text{ для нечетного n;} \\ \operatorname{cth}^2\left(\frac{\beta}{4}\right), \text{ для четного n.} \end{cases} \quad (4)$$

Для вычисления значения инверторов сопротивлений *K*, осуществляется переход от фильтра-прототипа нижних частот к ППФ, состоящему из последовательных

резонаторов *X* (реактивных сопротивлений) и элементов связи резонаторов *K* (инверторов сопротивлений), рисунок 2.

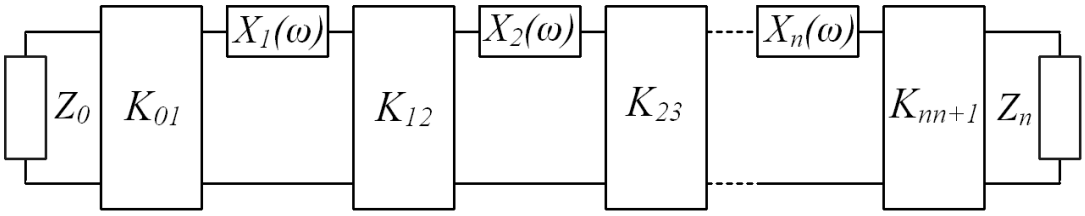


Рис. 2. Эквивалентная схема полосно-пропускающего фильтра.

Значения инверторов сопротивлений *K* вычисляются по формулам:

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi \cdot W_p}{2 \cdot g_0 \cdot g_1}}, \tag{5}$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \frac{\pi \cdot W_p}{2 \cdot \sqrt{g_n \cdot g_{n+1}}}. \tag{6}$$

Затем рассчитывается коэффициент передачи S_{21}:

$$\left|S_{21}\right|_{n,n+1} = \left| \frac{2}{\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} + \frac{Z_0}{K_{n,n+1}}} \right|. \tag{7}$$

Массив из *n*+1 параметров S_{21} позволяет провести моделирование волноводного фильтра в системах автоматизированного проектирования (САПР) и получить начальные размеры его металлических пластин и расстояния между ними, после чего они оптимизируются в САПР для достижения оптимального результата.

3. Результаты моделирования

Рассчитываем параметры S_{21} для фильтров 5-го порядка для диапазонов 71-76 ГГц и 81-86 ГГц по формуле (7), полученные данные представлены в таблице 1.

Таблица 1. Параметры S_{21} для фильтров Е-диапазона 5-го порядка

n		0	1	2	3	4	5
$S_{21n,n+1}$, дБ	71-76 ГГц	-3,766	-10,99	-12,806	-12,806	-10,99	-3,766
	81-86 ГГц	-4,835	-13,571	-15,454	-15,454	-13,571	-4,835

Применяя метод последовательного моделирования резонаторов из [2], получаем геометрические размеры резонаторов и металлических пластин для каждого из фильтров, таблица 2.

Таблица 2. Геометрические размеры фильтров Е-диапазона

Элемент фильтра	Фильтр 71-76 ГГц	Фильтр 81-86 ГГц
Резонаторы *R1 – R5*, мм	2,18	1,58
Пластины *L1* и *L6*, мм	0,1	0,28
Пластины *L2* и *L5*, мм	0,5	1,05
Пластины *L3* и *L4*, мм	0,7	1,2
Длина фильтра *d*, мм	13,5	13

Общий вид фильтров представлен на рисунке 3.

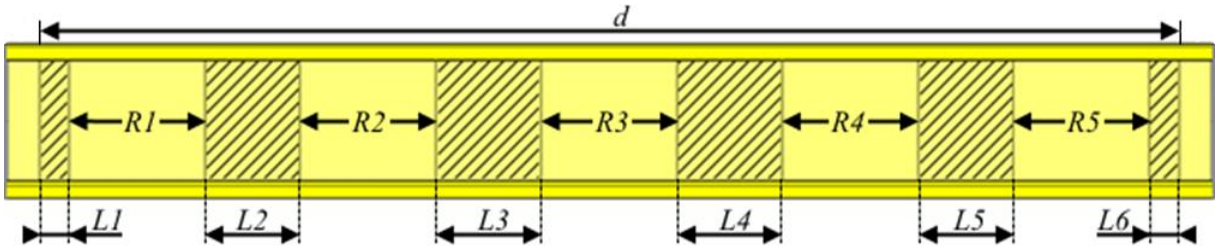


Рис. 3. Общий вид волноводного фильтра 5-го порядка.

Зная геометрические размеры фильтров, мы проводим их моделирование в САПР *CST Studio Suite*. Данные фильтры выполняются в волноводе с сечением 3x1,5 мм, в соответствии с ГОСТ 13317-89, при построении модели указываем, что волновод выполнен из серебра и внутри заполнен воздухом. Металлическая пластина имеет толщину 100 мкм и так же выполнена из серебра. В САПР *CST Studio Suite* построены график зависимостей коэффициента передачи от частоты $S_{21}(f)$ и коэффициента отражения от частоты $S_{11}(f)$ для двух фильтров, которые представлены на рисунке 4 и рисунке 5, соответственно. Из графиков видно на какую величину фильтры подавляют внеполосные сигналы.

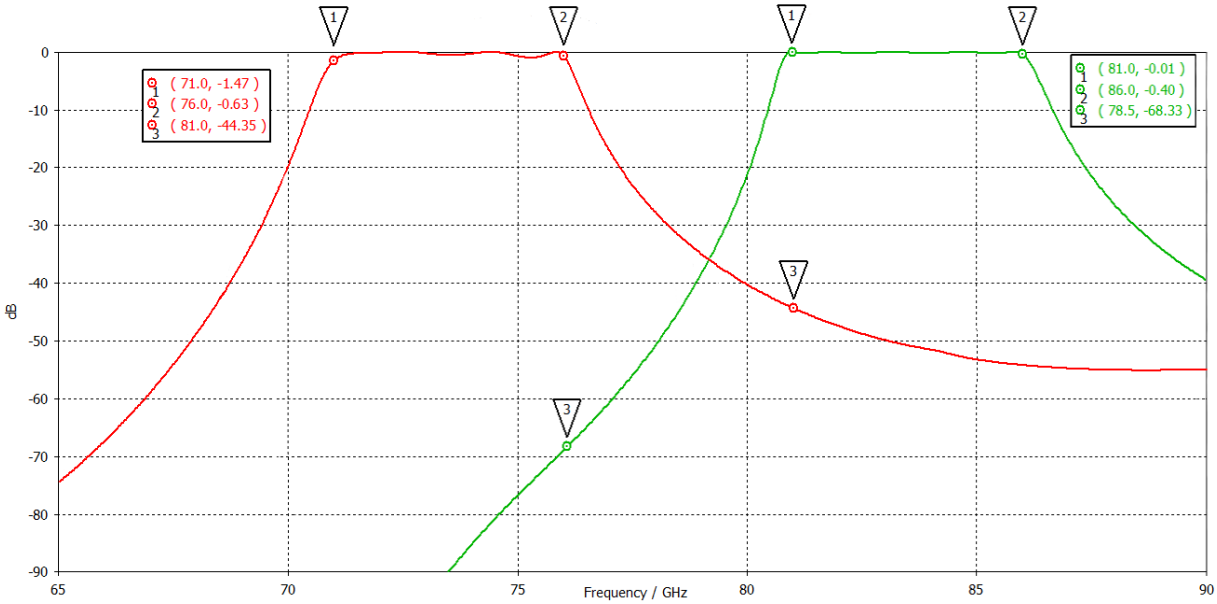


Рис.4. График $S_{21}(f)$ фильтров 71-76 ГГц и 81-86 ГГц.

Благодаря частотному разбиению Е-диапазона на поддиапазоны 71-76 ГГц и 81-86 ГГц, которое обусловлено окнами радиопрозрачности и наименьшими затуханиями при распространении радиоволны согласно модели MTU, фильтры имеют большую полосу заграждения по соседнему каналу, что позволило без увеличения порядка добиться большого подавления внеполосных сигналов.

На рисунке 6 показаны металлическая пластина ППФ и весь фильтр в сборе для диапазона 71-76 ГГц. Фильтр для 81-86 ГГц имеет схожую конфигурацию и из-за малых размеров визуально не отличается от фильтра на рисунке 5.

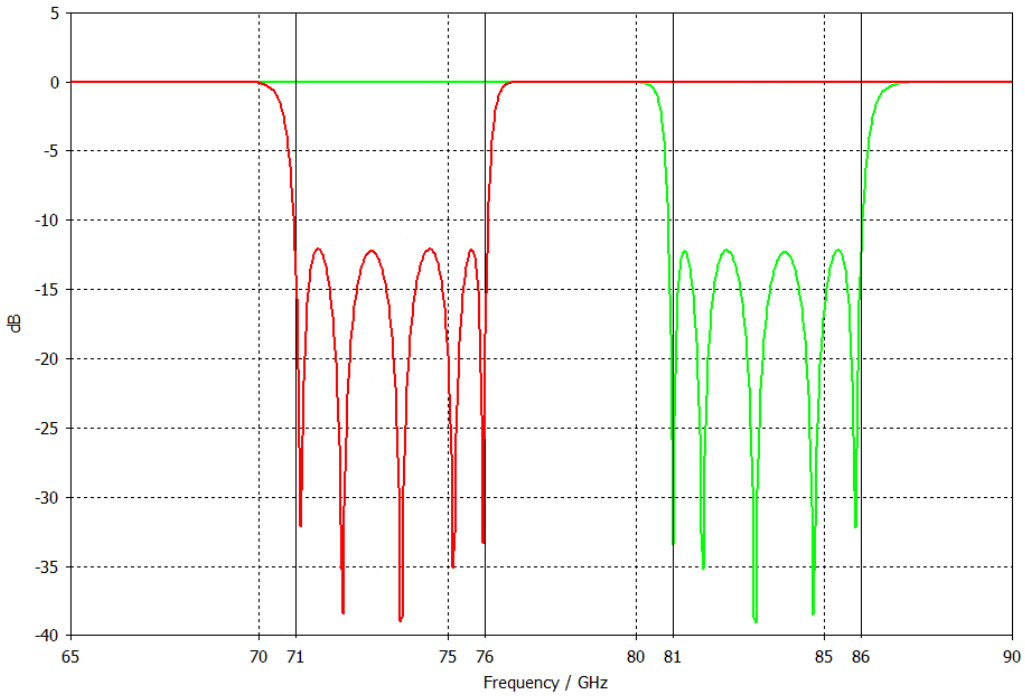
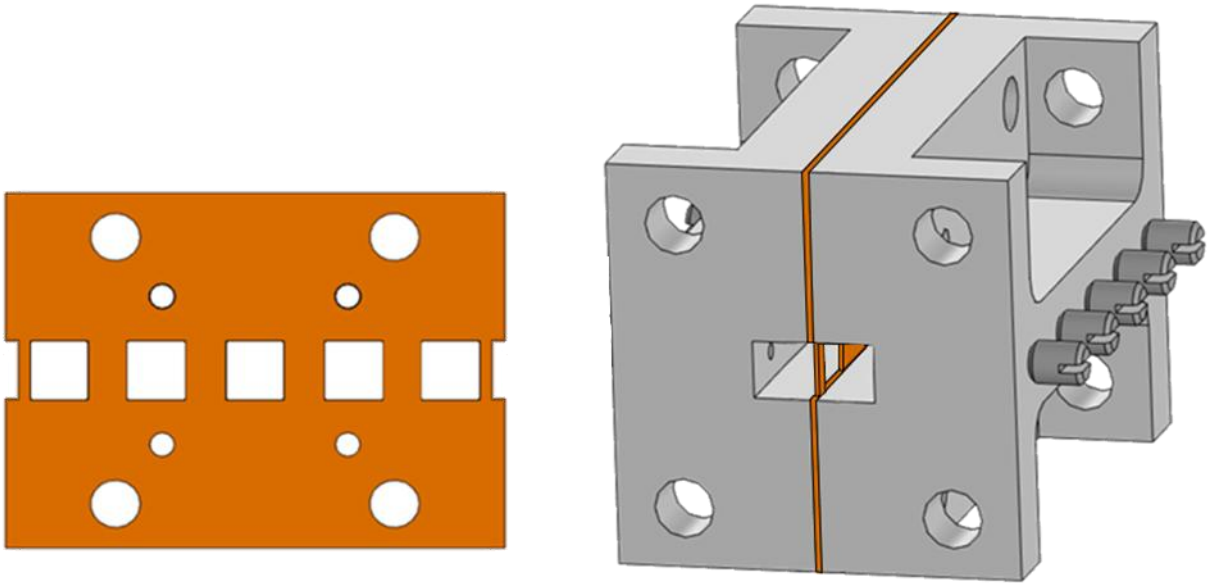


Рис.5. График $S_{11}(f)$ фильтров 71-76 ГГц и 81-86 ГГц.



а) б)

Рис. 6. Волноводный ППФ с полосой 71-76 ГГц:
а) металлическая пластина фильтра; б) фильтр в сборе

Частоту резонатора возможно сместить примерно на половину ширины полосы пропускания путем введения винтов в полость волновода и таким образом подстроить центральную частоту каждого резонатора, поскольку являются емкостной неоднородностью в полости волновода. Поэтому, для борьбы со смещением центральной частоты в фильтре предусмотрены подстроечные винты, которые располагаются напротив каждого резонатора.

4. Заключение

Приведенные модели фильтров могут быть использованы для организации приемопередающего тракта радиосвязи E-диапазона. Данные фильтры позволяют организовать дуплексный канал с частотным разделением, обеспечивая развязку между приемным и передающим каналами более 40 дБ. Это позволяет увеличить пропускную способность, что является важным для создания высокоскоростных каналов связи E-диапазона.

Литература

1. Маттей Г.Л. Фильтры КВЧ, согласующие цепи и цепи связи, т. 1 / Г.Л. Маттей , Л. Янг, Е.М.Т. Джонс – М.: Связь, 1972.
2. Белозеров М.Н., Чернышов А.Ю Моделирование волноводных полосно-пропускающих фильтров на металлических пластинах КВЧ диапазона // Теория и техника радиосвязи. 2023. №3
3. Шаров Г.А. Волноводные устройства сантиметровых и миллиметровых волн – М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 640 с.: ил.
4. Вишневский В., Фролов С., Шахнович И. Радиорелейные линии связи в миллиметровом диапазоне: новые горизонты скоростей // ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ. 2011. №1. С. 90-97.
5. Jonathan Wells. Multigigabit wireless technology at 70 GHz, 80 GHz and 90 GHz // Tx/Rx Technology. 2006. Pp. 50-58.

References

1. Mattei G.L. Filters for the VHF, matching, and communication circuits, v. 1 / Mattei G.L., Yang L., Johns E.M.T – M.: Connection, 1972.
2. Belozerov M.N., Chernishov A.Yu. Modeling of waveguide band pass filters on metal plates of the microwave range // Theory and technology of radio communication. 2023. №3
3. Sharov G.A. Waveguide devices for centimeter and millimeter waves – M.: Hotline – Telecom, 2016. – 640 p.
4. Wishnewskiy W., Frolov S., Shahnovich I. Millimeter-wave radio-relay communication lines: new horizon for speed // Electronics: STB. 2011. №1. Pp. 90-97.
5. Jonathan Wells. Multigigabit wireless technology at 70 GHz, 80 GHz and 90 GHz // Tx/Rx Technology. 2006. Pp. 50-58.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА СИСТЕМЫ СВЯЗИ С УМЕНЬШЕННЫМ ПИК-ФАКТОРОМ МНОГОЧАСТОТНОГО OFDM-СИГНАЛА ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ БЛОКОВ ПРЕДКАНАЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ

М. С. Пастернак, Н. С. Калина, М. Н. Ирмагамбетов

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Разработана структурная схема радиоприемного устройства системы связи и передачи данных, использующей для уменьшения пик-фактора OFDM-сигнала метод предварительного канального кодирования. Приведены результаты имитационного моделирования и анализа процесса приема многочастотного OFDM-сигнала с различными видами модуляции при использовании различных видов функций предварительного канального кодирования.

Ключевые слова: радиоприемное устройство, многочастотные OFDM-сигналы, пик фактор, предварительное канальное кодирование, помехоустойчивость.

SIMULATION OF A RADIO RECEIVING DEVICE OF A COMMUNICATION SYSTEM WITH A REDUCED PEAK FACTOR OF A MULTI-FREQUENCY OFDM SIGNAL DUE TO THE USE OF PRECHANNEL CODING BLOCKS

M. S. Pasternak, N. S. Kalina, M. N. Irmagambetov

Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. A block diagram of a radio receiving device for a communication and data transmission system using the pre-channel coding method to reduce the peak factor of the OFDM signal has been developed. The results of simulation modeling and analysis of the process of receiving a multi-frequency OFDM signal with various types of modulation using various types of pre-channel coding functions are presented.

Keywords: radio receiver, multi-frequency OFDM signals, peak factor, pre-channel coding, noise immunity.

1. Введение

Развитие и совершенствование современных систем связи осуществляется за счет повышения эффективности использования полосы частот, отведенной для передачи информации. При высоких скоростях передачи информации должно обеспечиваться высокое качество работы систем связи. Современные системы связи и передачи данных требуют прием информации с высокой достоверностью в сложной помеховой обстановке [1, 2].

В настоящее время построение систем высокоскоростной передачи данных все чаще основывается на технологии мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [3, 4]. Технология OFDM используется в современных стандартах IEEE 802.11n/ac (Wi-Fi-4,-5, количество поднесущих частот N=64, модуляция 16-QAM), 802.11ad (Wi-Gig), 802.11ax/be (Wi-Fi 6, 7) [5]; IEEE 802.16d (WiMAX, N=256, 256-QAM), 802.16e (WiMAX, N=512, 256-QAM) [6]; в системах связи LTE, LTE-Advanced (N=1024, модуляция 256-QAM) [7]; в современных стандартах цифрового телевидения DVB-T

(Digital Video Broadcasting, N=6800, модуляция 64-QAM) и DVB-T2 (N=32000, модуляция 256-QAM), японском стандарте ISDB-T (Integrated Service Digital Broadcasting – Terrestrial), китайском DTMB (Digital Terrestrial Multimedia Broadcast) и DTMB-A (DTMB-Advanced) [8]; в стандартах систем дальней и тактической связи MIL-STD-188-100 [9].

Технологии OFDM присущ существенный недостаток – высокое значение пик-фактора OFDM-сигнала, наличие которого существенно повышает требования к линейности используемого участка передаточной характеристики выходного усилителя мощности передатчика для обеспечения неискаженной передачи радиосигналов, что в свою очередь приводит к увеличению вероятности появления битовой ошибки принимаемого сигнала, приводит к необходимости применения усилителей с большим динамическим диапазоном усиления, что приводит в конечном итоге к снижению КПД передатчика, а также требует увеличения разрешения цифро-аналоговых (ЦАП) и аналогово-цифровых (АЦП) преобразователей [10].

2. Постановка задачи исследования

Принцип технологии OFDM состоит в замене последовательной передачи потока данных с помощью одной несущей на параллельную передачу символов с помощью разделения канала на несколько ортогональных поднесущих частот (подканалов), где каждая создает свой отдельный поток. Использование параллельной передачи символов способствует увеличению скорости передачи информации [3].

Амплитуда OFDM-сигнала может быть представлена следующим образом

$$S_1(t) = \sum_{-N/2}^{N/2-1} A_k \exp[j\omega_k t],\ t \in [0; T_C], \tag{1}$$

где A_k – комплексная амплитуда k-ой поднесущей; ω_k – частота; N – количество поднесущих; T_C – длительность информационной части символа.

Обобщенная структурная схема системы связи с OFDM-сигналами приведена на рисунке 1 [11].

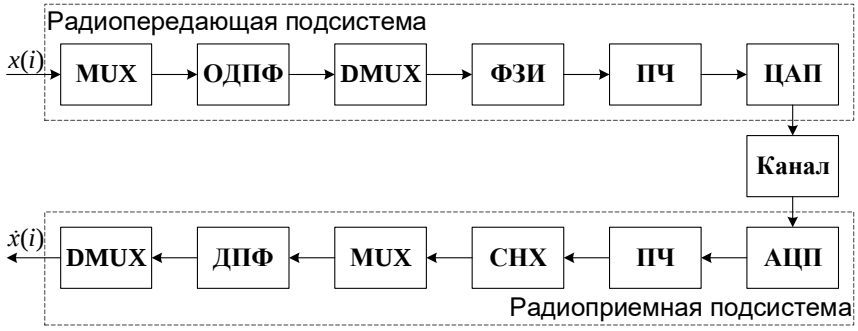


Рис. 1. Обобщенная структурная схема системы связи с OFDM-сигналами

На рис. 1 обозначено: MUX – мультиплексор; ОДПФ – обратное дискретное преобразование Фурье; DMUX – демультиплексор; ФЗИ – формирователь защитных интервалов; ПЧ – преобразование частоты; ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь; АЦП – аналогово-цифровой преобразователь; СНХ – синхронизация; ДПФ – дискретное преобразование Фурье.

Важнейшей характеристикой многочастотных сигналов является коэффициент частотного уплотнения поднесущих частот $\alpha = T_C \Delta f = \Delta f / \Delta f_{ORT}$ (Δf_{ORT} – величина

разнесения между поднесущими частотами, обеспечивающая их ортогональность). Для сигналов с ортогональным частотным уплотнением (OFDM-сигналов) $\alpha = 1$ [12].

В работе [13] приведен алгоритм оценки и приведены результаты моделирования в среде MATLAB оценки потенциальной помехоустойчивости систем передачи информации, использующих спектрально-эффективные сигналы с неортогональным частотным уплотнением, при использовании квадратурной фазовой манипуляции (QPSK) и квадратурной амплитудной модуляции (QAM). В работе [14] представлены результаты исследований помехоустойчивости приема и демодуляции сигналов BPSK, QPSK с компенсацией неортогональных имитационных помех, приведены результаты оценки вероятности ошибки демодуляции полезных сигналов в каналах с имитационными помехами и аддитивным белым гауссовским шумом.

Целью данной работы является повышение скрытности и помехоустойчивости радиоприемного устройства системы связи и передачи данных, использующей для уменьшения пик-фактора OFDM-сигнала метод предварительного канального кодирования, а также анализ помехоустойчивости устройства при использовании различных видов модуляции и различных значений количества поднесущих.

Для достижения поставленной цели нужно решить следующие задачи:

1) разработать структурную схему радиоприемного устройства системы связи и передачи данных, обеспечивающего корректное восстановление OFDM-сигнала, переданного с использованием методов снижения пик-фактора [15];

2) провести имитационное моделирования процесса приема OFDM-сигнала с различными видами модуляции при использовании различных видов функций ПКК;

3) анализ помехоустойчивости устройства при использовании различных видов модуляции, функций ПКК и различных значений количества поднесущих.

3. Основные результаты исследований

Структурная схема радиопередающего устройства системы связи с OFDM-сигналами, реализующая методику снижения пик-фактора (PAPR) OFDM-сигнала с помощью блоков предварительного канального кодирования (ПКК) и обеспечивающая равномерное распределение мощности на поднесущих без ухудшения качества связи ($БПКК_1$,…, $БПКК_N$ – блоки ПКК; АС – антенная система; УМН – умножитель; УМ – усилитель мощности) показана на рисунке 2 [3, 10].

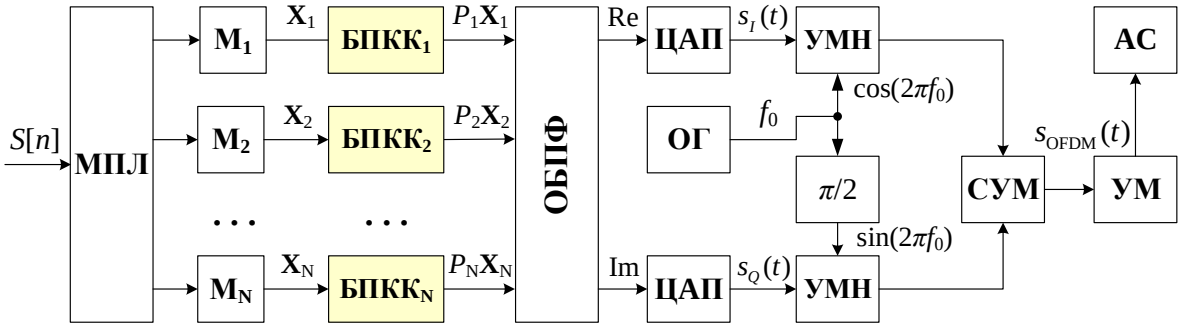


Рис. 2. Радиопередающее устройство системы OFDM с блоками ПКК

Входной двоичный информационный поток $s[n]$ с помощью мультиплексора (последовательно-параллельного преобразователя) МПЛ разделяется на параллельные низкоскоростные потоки данных по числу поднесущих. Модуляторы M_1,…, M_N осуществляют модуляцию каждого канала (M-Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM) – M-позиционная квадратурная амплитудная модуляция, – Binary Phase Shift

Keying (BPSK) – двоичная фазовая модуляция, Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) – квадратурная фазовая манипуляция).

Модулированный символ данных $\mathbf{X}_k$ умножают на соответствующую функцию ПКК $P_k(\exp j\omega)$ на k-й поднесущей $\mathbf{D}_k = P_k(\exp j\omega)\mathbf{X}_k$. OFDM-сигнал с ПКК во временной области имеет вид

$$s_{\text{CODE}}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} D_k \exp\left[j2\pi kt/T_S \right],\ 0 \le t < T_S . \qquad (2)$$

Для снижения пик-фактора OFDM-сигнала используются 5 различных функций ПКК, удовлетворяющих критериям Найквиста:

1) DHT (Discrete Hartley Transform – дискретное преобразование Хартли);

2) DCT (Discrete Cosine Transform – дискретное косинусное преобразование);

3) DST (Discrete Sine Transform – дискретное синусное преобразование);

4) DFT (Discrete Fourier Transform – дискретное преобразование Фурье);

5) FWHT (Fast Walsh-Hadamard Transform – быстрое преобразование Уолша-Адамара (преобразование Адамара–Радемахера–Уолша)) [16].

В среде «MATLAB» разработана и зарегистрирована программа «Имитационная модель радиопередающей подсистемы OFDM-сигналов с использованием функций предварительного канального кодирования» [17].

На основании анализа радиопередающего устройства системы OFDM с блоками ПКК (рис. 2) и выражения (2) разработана структурная схема радиоприемного устройства системы связи и передачи данных, использующей для уменьшения пик-фактора OFDM-сигнала метод ПКК, представленная на рисунке 3. Радиоприемное устройство выполняет строго обратные операции в зеркальном порядке по отношению к радиопередающему устройству системы OFDM, что обеспечивает корректное восстановление переданной информации.

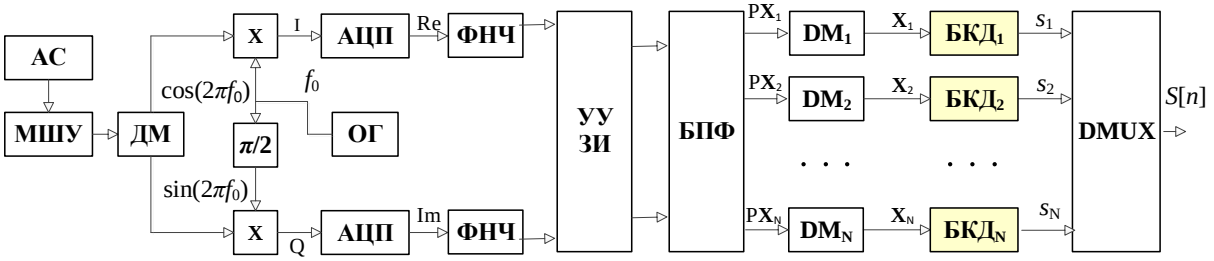


Рис. 3. Структурная схема радиоприемного устройства системы связи и передачи данных, использующей для уменьшения пик-фактора OFDM-сигнала метод ПКК

На рис. 3 приняты обозначения: АС – антенная система; МШУ – малошумящий усилитель; ДМ – делитель мощности; ОГ – опорный генератор; УУ ЗИ – устройство удаления защитного интервала; БПФ – быстрое преобразование Фурье; DM_1,…, DM_N – демодуляторы; $БКД_1$,…, $БКД_N$ – блоки канального декодирования.

Принятый сигнал с выхода АС поступает на вход МШУ, который обеспечивает поддержание уровня сигнала в динамическом диапазоне АЦП. Далее осуществляется квадратурная обработка сигнала. Выделенные составляющие преобразуются в цифровую форму в АЦП и с помощью ФНЧ убираются высокочастотные составляющие. Сформированный цифровой сигнал поступает на вход блока БПФ, который выполняет переход из временной области в частотную. Размерность БПФ соответствует количеству используемых поднесущих частот N. С выхода блока БПФ

символы $P\mathbf{X}_1$, $P\mathbf{X}_2$, …, $P\mathbf{X}_N$ для каждой поднесущей поступают на демодуляторы (DM_1,…, DM_N), которые осуществляют демодуляцию в соответствии с используемым видом цифровой модуляции (BPSK, QPSK или QAM).

После демодуляции символы $\mathbf{X}_1$, $\mathbf{X}_2$, …, $\mathbf{X}_N$ поступают на блоки канального декодирования ($БКД_1$,…, $БКД_N$). Каждый БКД выполняет преобразование, обратное использованному на передающей стороне (DHT, DCT, DST, DFT или FWHT). После выполнения обратного декодирования информационные символы S_1, S_2, …, S_N подвергаются параллельно-последовательному преобразованию в демультиплексоре (DMUX).

Для оценки эффективности предложенной структурной схемы радиоприемного устройства системы связи и передачи данных (рис. 3), использующей для уменьшения пик-фактора OFDM-сигнала метод ПКК, в среде «MATLAB» разработана и зарегистрирована программа «Моделирование радиоприемного устройства системы связи с OFDM-сигналами, использующей функции предварительного канального кодирования» [18].

Для оценки помехоустойчивости системы (правильности приема сигнала) в качестве критерия эффективности вводится коэффициент битовой ошибки (BER – Bit Error Rate), который определяется выражением

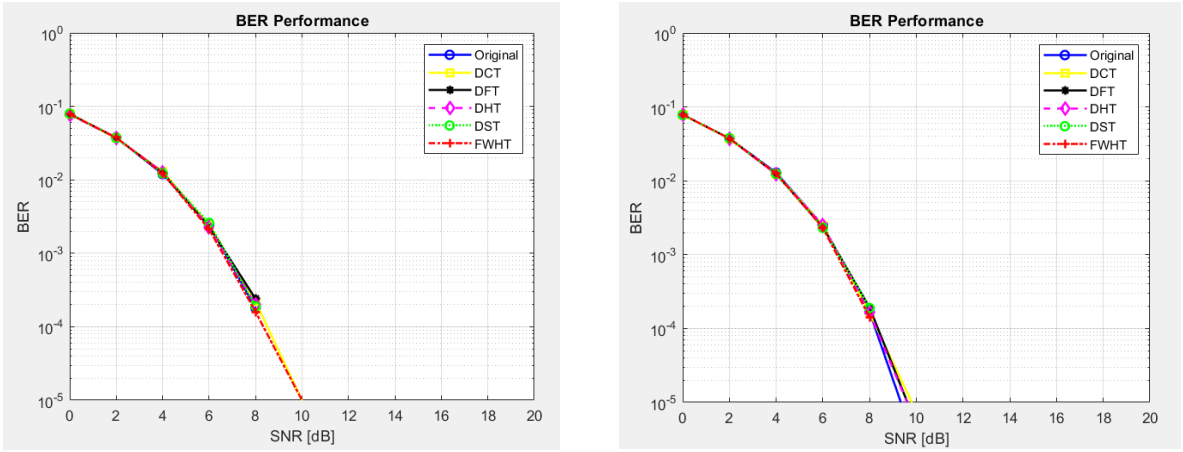
$$BER = \frac{N_{ОШ}}{N}, \qquad (3)$$

где $N_{ОШ}$ – количество ошибочно принятых бит; N – общее количество бит.

При моделировании входными параметрами имитационной модели радиоприемного устройства системы связи являются:

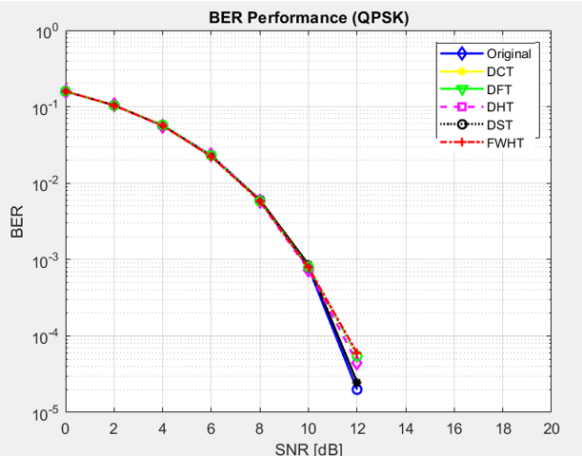
1) количество поднесущих;
2) вид и кратность модуляции;
3) вид функции предканального кодирования;
4) относительная длина ЗИ (зафиксирована на уровне $T_{ЗИ} = 0,25 \cdot T_S$).

Результаты моделирования (зависимости BER от отношения сигнал/шум $SNR = E_b / N_0$, где E_b – энергия на бит входного сигнала, N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности шума на входе радиоприемного устройства) представлены на рисунках 4–6 и в таблицах 1, 2.

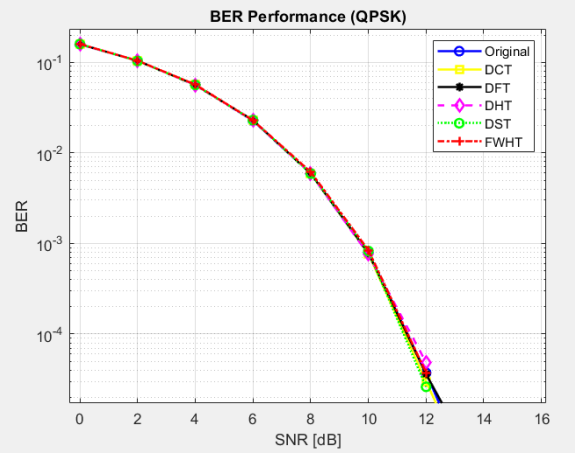


а) $N = 1024$ б) $N = 4096$

Рис. 4. Результаты моделирования BER для BPSK при: а) $N = 1024$; б) $N = 4096$

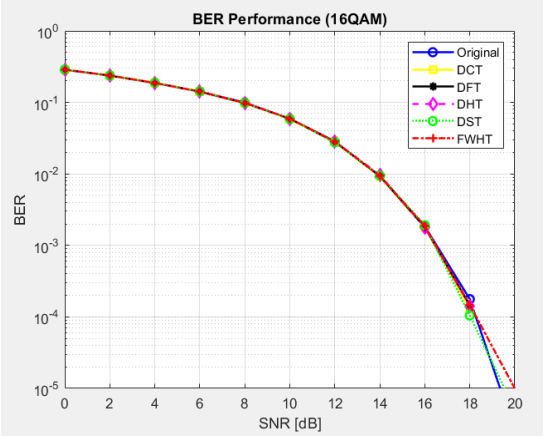


а) $N = 1024$

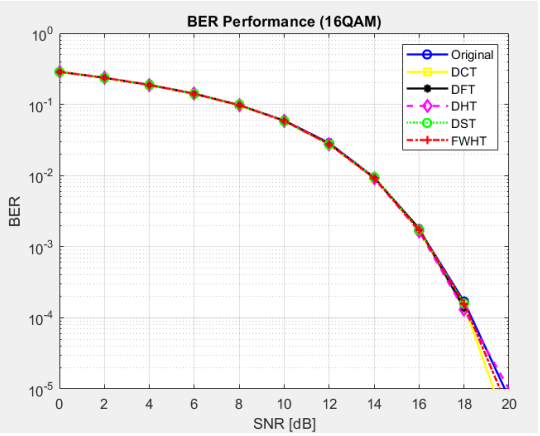


б) $N = 4096$

Рис. 5. Результаты моделирования *BER* для QPSK при: а) $N = 1024$; б) $N = 4096$



а) $N = 1024$



б) $N = 4096$

Рис. 6. Результаты моделирования *BER* для 16-QAM при: а) $N = 1024$; б) $N = 4096$

Таблица 1. Значение *SNR* , дБ, при $BER = 10^{-3}$ для $N = 1024$

Вид функции ПКК	Вид модуляции		
	BPSK	QPSK	16-QAM
DFT (Discrete Fourier Transform)	6,712	9,840	16,418
DHT (Discrete Hartley Transform)	6,611	9,930	16,458
DST (Discrete Sine Transform)	6,601	9,741	16,503
DCT (Discrete Cosine Transform)	6,764	9.780	16,454
FWHT (Fast Walsh-Hadamard Transform)	6,604	9,780	16,422
Без предварительного кодирования	6,767	9,760	16,459

Анализ результатов моделирования, приведенных на рис. 4–6 и в таблице 1, позволяет сделать вывод, что коэффициент битовой ошибки BER при приеме OFDM-сигнала с предварительным канальным кодированием практически не зависит от количества поднесущих частот, но существенно зависит от вида используемой цифровой модуляции. Полученные результаты моделирования согласуются с теоретическими положениями теории связи и передачи данных.

Таблица 2. Значение SNR, дБ, при $BER = 10^{-3}$ для $N = 4096$

Вид функции ПКК	Вид модуляции		
	BPSK	QPSK	16-QAM
DFT (Discrete Fourier Transform)	6,701	9,770	16,421
DHT (Discrete Hartley Transform)	6,632	9,730	16,361
DST (Discrete Sine Transform)	6,598	9,800	16,420
DCT (Discrete Cosine Transform)	6,564	9.741	16,392
FWHT (Fast Walsh-Hadamard Transform)	6,643	9,836	16,415
Без предварительного кодирования	6,767	9,763	16,444

4. Заключение

В данной работе представлена структурная схема радиоприемного устройства системы связи и передачи данных, использующей для уменьшения пик-фактора OFDM-сигнала метод ПКК. Приведены результаты имитационного моделирования процесса приема OFDM-сигнала с различными видами цифровой модуляции при использовании различных видов функций предварительного канального кодирования. Сделан вывод о том, что коэффициент битовой ошибки BER зависит от вида цифровой модуляции, но практически не зависит от количества поднесущих и вида функции ПКК.

Литература

1. Леньшин А.В. Особенности построения и организации сетей радиосвязи специального назначения // Телекоммуникации. – 2015. – № 8. – С. 26–28.
2. Леньшин А.В., Шаталов Е.В. Методика обеспечения показателей надежности перспективного бортового комплекса средств связи // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2023. – № 2. – С. 5–13.
3. Zhou S., Wang Z. OFDM for underwater acoustic communications. – Chichester, U.K.: John Wiley & Sons, 2014. – 410 p.
4. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM: учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия–Телеком, 2017. – 352 с.
5. IEEE 802.11. – URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/IEEE 802.11.
6. WiMAX. – URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/WiMAX.
7. LTE-Advanced. – URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/LTE_Advanced.
8. Справочник по внедрению сетей и систем цифрового наземного телевизионного вещания. Издание 2016 года. – URL: https://www. itu.int/dms_pub/itu-r/opb/hdb/R-HDB-63-2016-PDF-R.pdf.
9. MIL-STD-188-110D. Military Standard – Ineroperability and Performance Standards for Data Modems // US Department of Defense Interface Standard. – 29 December 2017. – 270 c.
10. Shulze H., Luders C. Theory and Applications of OFDM and CDMA. – Chichester, U.K.: John Wiley & Sons, 2005. – 421 p.
11. Леньшин А.В., Сидорчук В.П., Зезюлин А.А., Лукин А.В. Использование технологии мультиплексирования с ортогональным частотным уплотнением в системах передачи информации // Фундаментально-прикладные проблемы безопасности, живучести, надежности, устойчивости и эффективности систем: материалы III международной НПК, посвященной 110-летию со дня рождения академика Н.А. Пилюгина. Часть II. – Елец: ЕлГУ им. И. А. Бунина, 2019. – С. 58–64.

12. Леньшин А.В., Шаталов Е.В. Помехоустойчивость приема спектрально эффективных сигналов с неортогональным частотным уплотнением // Телекоммуникации. – 2021. – № 7. – С. 18–25.
13. Леньшин А.В., Зезюлин А.А. Оценка потенциальной помехоустойчивости систем передачи информации, использующих сигналы с неортогональным частотным уплотнением // Телекоммуникации. – 2019. – № 11. – С. 8–14.
14. Иванов М.С., Леньшин А.В. Статистические испытания методики приема и демодуляции сигналов с компенсацией неортогональных имитационных помех // Вестник Воронежского института МВД России. – 2023. – № 4. – С. 149–158.
15. Ирмагамбетов М.Н., Леньшин А.В. Анализ методов и способов уменьшения пик-фактора многочастотных сигналов для цифровых комплексов связи // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов V Международной ВНК, посвященной памяти конструкторов вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова (7 ноября 2024 г., г. Сызрань) / Науч. ред. Ю.А. Савченко. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2025. – С. 203–210.
16. Залманзон Л.А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. – М.: Наука, 1989. – 496 с.
17. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. Имитационная модель радиопередающей подсистемы OFDM-сигналов с использованием функций предварительного канального кодирования / М.Н. Ирмагамбетов. – № 2025694534 (РФ); зарег. 05.12.2025 г.
18. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. Моделирование радиоприемного устройства системы связи с OFDM-сигналами, использующими функции предварительного канального кодирования / М.Н. Ирмагамбетов. – №2025694987 (РФ); зарег. 09.12.2025 г.

REFERENCES

1. Lenshin A.V. Features of the construction and organization of special-purpose radio communication networks // Telecommunications. – 2015. – No. 8. – Pp. 26–28.
2. Lenshin A.V., Shatalov E.V. Methodology for ensuring reliability indicators of a promising on-board communications system // Radio engineering and telecommunication systems. – 2023. – No. 2. – Pp. 5–13.
3. Zhou S., Wang Z. OFDM for underwater acoustic communications. – Chichester, U.K.: John Wiley & Sons, 2014. – 410 p.
4. Bakulin M.G., Kreindelin V.B., Shloma A.M., Shumov A.P. OFDM Technology: A Textbook for Universities. – Moscow: Goryachaya Liniya–Telekom, 2017. – 352 p.
5. IEEE 802.11. – URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/IEEE 802.11.
6. WiMAX. – URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/WiMAX.
7. LTE-Advanced. – URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/LTE_Advanced.
8. Handbook on the implementation of digital terrestrial television broadcasting networks and systems. 2016 edition. – URL: https://www. itu.int/dms_pub/itu-r/opb/hdb/R-HDB-63-2016-PDF-R.pdf.
9. MIL-STD-188-110D. Military Standard – Ineroperability and Performance Standards for Data Modems // US Department of Defense Interface Standard. – 29 December 2017. – 270 c.
10. Shulze H., Luders C. Theory and Applications of OFDM and CDMA. – Chichester, U.K.: John Wiley & Sons, 2005. – 421 p.
11. Lenshin A.V., Sidorchuk V. P.., Zezyulin A. A., Lukin A.V. The use of multiplexing technology with orthogonal frequency compression in information transmission systems // Fundamental and applied problems of safety, survivability, reliability, stability and

efficiency system: materials of the III International Scientific and Technical Conference dedicated to the 110th anniversary of the birth of Academician N.A. Pilyugin. Part II. – Yelets: YELSU named after I. A. Bunin, 2019. – Pp. 58–64.
12. Lenshin A.V., Shatalov E.V. Interference-resistant reception of spectrally efficient signals with non-orthogonal frequency multiplexing // Telecommunications. – 2021. – No. 7. – Pp. 18–25.
13. Lenshin A.V., Zezyulin A.A. Evaluation of the potential noise immunity of information transmission systems using signals with non-orthogonal frequency compression // Telecommunications. – 2019. – No. 11. – Pp. 8–14.
14. Ivanov M.S., Lenshin A.V. Statistical tests of signal reception and demodulation techniques with compensation for non-orthogonal simulation interference // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia. – 2023. – No. 4. – Pp. 149–158.
15. Irmagambetov M.N., Lenshin A.V. Analysis of Methods and Ways to Reduce the Peak Factor of Multichannel Signals for Digital Communication Systems // Actual Problems of the Development of Armaments and Military Aviation Equipment (Helicopters): Collection of Materials of the V International Scientific Conference Dedicated to the Memory of Helicopter Designers M.L. Mil and N.I. Kamov (November 7, 2024, Syzran) / Edited by Yu.A. Savchenko. – Kirov: MCITO Publishing House, 2025. – Pp. 203–210.
16. Zalmanzon, L.A. Fourier, Walsh, and Haar Transforms and Their Applications in Control, Communications, and Other Fields. – Moscow: Nauka, 1989. – 496 p.
17. Certificate of state registration of a computer program. Simulation model of the OFDM radio transmission subsystem using pre-channel coding functions / M.N. Irmagambetov. – No. 2025694534 (Russian Federation); registered on 05.12.2025.
18. Certificate of state registration of a computer program. Modeling of a radio receiving device of a communication system with OFDM signals using pre-channel coding functions / M.N. Irmagambetov. – No. 2025694987 (Russian Federation); registered on 09.12.2025.

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ СИНХРОНИЗАЦИИ ВРЕМЕНИ ПО ПРОТОКОЛУ PTP В ЛОКАЛЬНОЙ СЕТИ ETHERNET

О.И. Пугачев, Д.В. Олиферчик, В.О. Осипова

Российский технологический университет – МИРЭА (РТУ МИРЭА), Москва, Россия

Аннотация. В данной статье представлена экспериментальная оценка точности синхронизации времени по протоколу Precision Time Protocol (PTP, IEEE 1588) в локальной сети Ethernet при топологии с последовательным прохождением синхросигналов через шесть промежуточных коммутаторов. Определен достижимый уровень временной синхронизации в условиях усложнённой сетевой структуры без специализированной аппаратной поддержки протокола.

Ключевые слова: временная синхронизация, локальная сеть, коммутатор.

EVALUATION OF TIME SYNCHRONIZATION ACCURACY USING THE PTP PROTOCOL IN A LOCAL ETHERNET NETWORK

O.I. Pugachev, D.V. Oliferchik, V.O. Osipova

Russian Technological University – MIREA (RTU MIREA), Moscow, Russia

Abstract. This article presents an experimental evaluation of time synchronization accuracy using the Precision Time Protocol (PTP, IEEE 1588) in a local Ethernet network with a topology involving the sequential passing of synchronization signals through six intermediate switches. The achievable level of time synchronization under conditions of a complex network structure without specialized hardware support for the protocol is determined.

Keywords: time synchronization, local network, switch.

1. Введение

Современные телекоммуникационные, измерительные и распределённые информационные системы предъявляют повышенные требования к точности временной синхронизации узлов сети. Для ряда приложений допустимое рассогласование не должно превышать единиц микросекунд и даже сотен наносекунд [1-3]. В пакетных сетях Ethernet основным средством высокоточной передачи времени является протокол Precision Time Protocol (PTP), стандартизованный в IEEE 1588 [1]. Механизм двустороннего обмена сообщениями и применение временных меток позволяют компенсировать задержки передачи и обеспечивать субмикросекундный уровень синхронизации. Однако фактическая точность синхронизации в реальных сетях определяется не только параметрами протокола, но и характеристиками транспортной инфраструктуры, в частности числом промежуточных устройств и вариативностью задержек обработки пакетов. Практика эксплуатации показывает, что при внедрении PTP в существующих локальных сетях синхросигналы часто проходят через несколько последовательных коммутаторов. В таких условиях возникает научно-практическая задача количественной оценки достижимой точности синхронизации без применения специализированных устройств поддержки протокола. Несмотря на наличие теоретических оценок и нормативных требований, экспериментальные данные для конкретных топологий локальных Ethernet-сетей остаются ограниченными [4].

2. Результаты эксперимента

В данной работе проведена экспериментальная оценка точности синхронизации времени по протоколу PTP в локальной Ethernet-сети при топологии с последовательным прохождением сигнала через шесть промежуточных коммутаторов. Экспериментальное исследование выполнено на лабораторной установке, реализующей синхронизацию времени по протоколу PTP в локальной сети Ethernet. В качестве опорного источника использовался эталонный сигнал времени, формирующий импульс 1 PPS. Схема измерений представлена на рисунке 1.

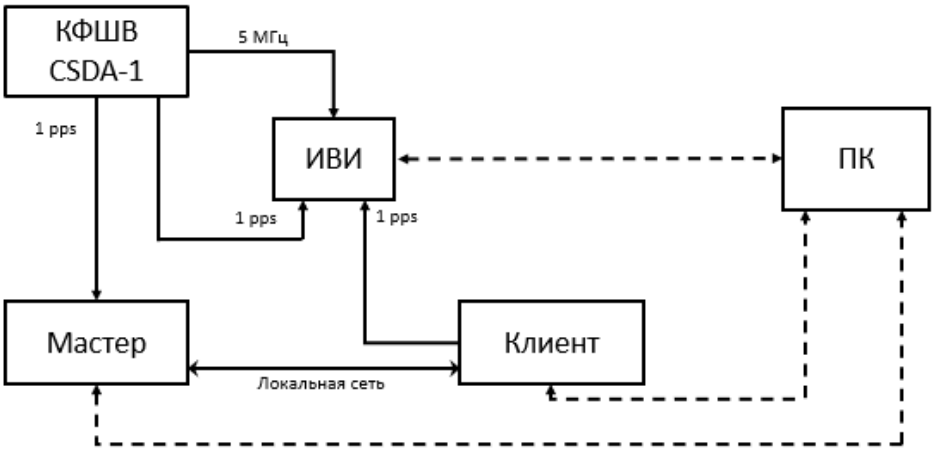


Рис. 1. Общая схема измерений

PTP-мастер синхронизировался от эталонного сигнала. PTP-клиент формировал собственный сигнал 1 PPS, который сравнивалось с эталонным импульсом с использованием измерителя временных интервалов с разрешением порядка десятков пикосекунд. Измеряемым параметром являлось отклонение сигнала 1 PPS клиента относительно эталонного сигнала, подаваемого на вход мастеру. Перед проведением эксперимента выполнена проверка параметров входных сигналов. Характеристики сигнала 1 PPS представлены на рисунке 2.

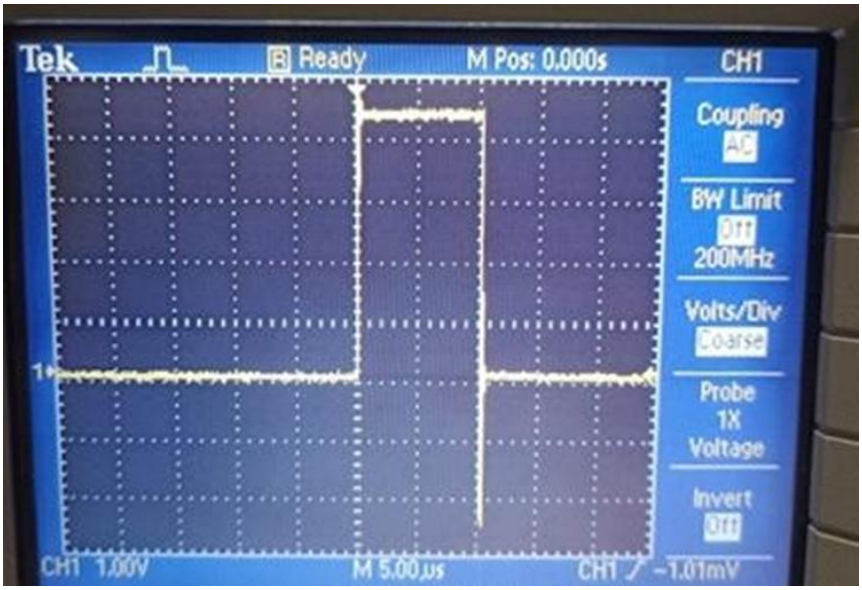


Рис. 2. Характеристика сигнала 1 Гц, подаваемого на вход PTP мастера

Измеренные параметры соответствовали заданным значениям, что обеспечивало корректность последующих измерений.

Исследуемая конфигурация представляла собой локальную сеть Ethernet с последовательным включением шести промежуточных коммутаторов между PTP-мастером и PTP-клиентом (рисунок 3). Соединение осуществлялось по витой паре.

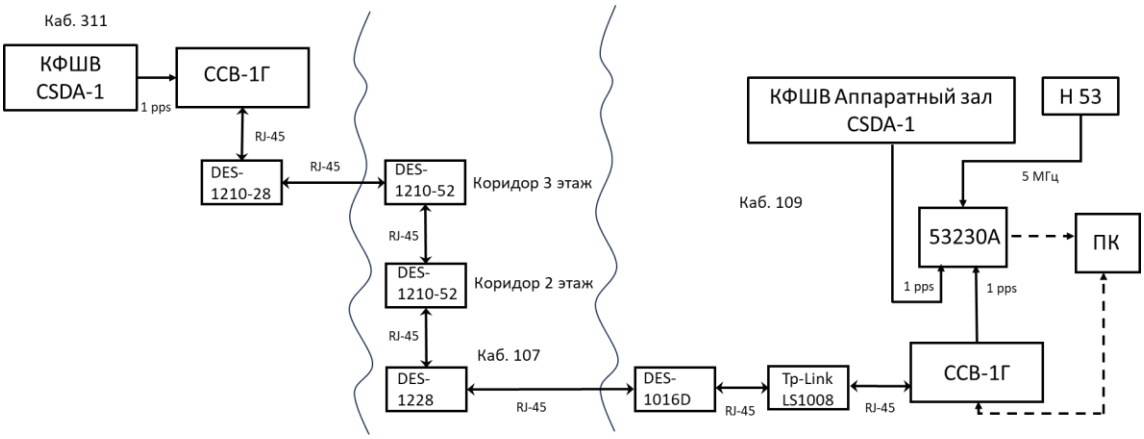


Рис. 3. Схема подключения

Синхросигналы PTP последовательно проходили через шесть коммутаторов, после чего поступали к клиенту. Специализированные механизмы аппаратной коррекции задержек (Boundary Clock, Transparent Clock) в промежуточных устройствах не использовались. Для выбранной конфигурации выполнена серия измерений отклонения сигнала 1 PPS. Результаты измерений представлены на рисунке 4.

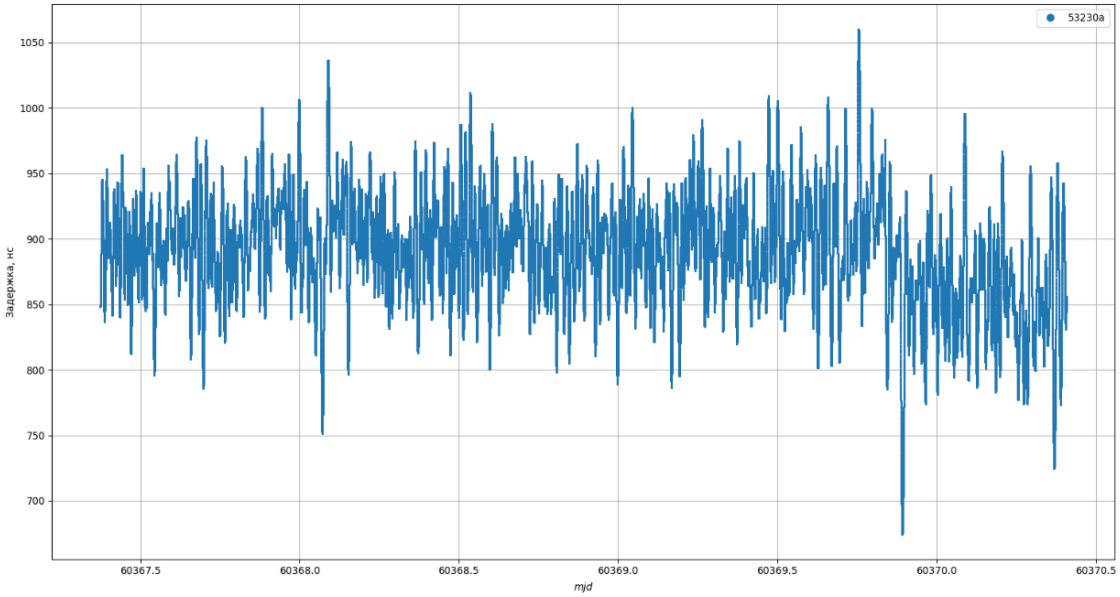


Рис.4. Результаты измерений отклонения, формируемого синхронизованным PTP клиентом сигнала 1 pps.

Зарегистрированные значения отклонений находились в диапазоне 200-300 нс, а среднее значение отклонения составило 250 нс при сохранении всех значений в субмикросекундном диапазоне. Полученные данные подтверждают гипотезу исследования о возможности обеспечения высокоточной синхронизации времени по протоколу PTP в локальной сети даже при наличии нескольких последовательно включённых коммутаторов, без поддержки протокола PTP.

3. Заключение

В работе выполнена экспериментальная оценка точности синхронизации времени по протоколу PTP в локальной сети Ethernet при топологии с последовательным прохождением синхросигналов через шесть промежуточных коммутаторов: сформирована экспериментальная конфигурация, разработана методика измерения отклонения сигнала 1 PPS и получены количественные характеристики временной погрешности. Полученные результаты демонстрируют сохранение субмикросекундного уровня синхронизации при прохождении синхрособщений через шесть последовательных коммутаторов. Таким образом, выполненная работа вносит вклад в решение задачи количественной оценки точности синхронизации времени в локальных Ethernet-сетях и подтверждает применимость протокола PTP для построения систем субмикросекундной сетевой синхронизации.

Литература

1. Колтунов М.Н., Леготин Н.Н., Шварц М.Л. – Сетевая синхронизация в системах связи
2. Рыжков А.В., Шварц М.Л. Пути формирования прецизионной шкалы времени национальной сети связи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №2. С. 17-24.
3. Мазуренко Д.К., Пальцин Д.А., Фень А.С. Доставка эталонных сигналов частоты и времени на узлы оборудования сетей радиодоступа. // Электросвязь. 2022. №11. С. 18-23.
4. Кононов Ю. Г., Звада П. А., Зеленский Е. Г., Звездилин Р. А., Турченко Д. А. Исследование точности синхронизации устройств ENMU по протоколу PTPv2 в лабораторных условиях // Вестник Северо-Кавказского федерального университета. 2024. № 6 (105). С. 27–35.

References

1. Koltunov M.N., Legotin N.N., Shvarts M.L. – Network Synchronization in Communication Systems
2. Ryzhkov A.V., Shvarts M.L. Ways to Form a Precision Time Scale for the National Communication Network // T-Comm: Telecommunications and Transport. 2020. Vol. 14. No. 2. P. 17-24.
3. Mazurenko D.K., Paltsin D.A., Fen A.S. Delivery of Reference Frequency and Time Signals to Radio Access Network Equipment Nodes // Electrosvyaz. 2022. No. 11. P. 18-23.
4. Kononov Yu.G., Zvada P.A., Zelensky E.G., Zvezdilin R.A., Turchenko D.A. Study of Synchronization Accuracy of ENMU Devices Using the PTPv2 Protocol in Laboratory Conditions // Newsletter of North-Caucasus Federal University. 2024. No. 6 (105). P. 27-35

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ СЕТЕВОЙ КОНФИГУРАЦИИ НА ТОЧНОСТЬ СИНХРОНИЗАЦИИ ПО ПРОТОКОЛУ PTP

О.И. Пугачев, Д.В. Олиферчик, В.О. Осипова

Российский технологический университет – МИРЭА (РТУ МИРЭА), Москва, Россия

Аннотация. В данной статье представлена экспериментальная оценка влияния сетевой конфигурации на точность синхронизации времени по протоколу Precision Time Protocol (PTP, IEEE 1588) в локальной сети Ethernet. Целью работы является количественная оценка изменения временной погрешности в зависимости от топологии сети и типа канала передачи данных.

Ключевые слова: временная синхронизация, сетевая конфигурация, коммутатор.

ASSESSMENT OF THE IMPACT OF NETWORK CONFIGURATION ON SYNCHRONIZATION ACCURACY USING THE PTP PROTOCOL

O.I. Pugachev, D.V. Oliferchik, V.O. Osipova

Russian Technological University – MIREA (RTU MIREA), Moscow, Russia

Abstract. This article presents an experimental assessment of the impact of network configuration on the accuracy of time synchronization using the Precision Time Protocol (PTP, IEEE 1588) in a local Ethernet network. The aim of the work is to quantify the change in time error depending on the network topology and the type of data transmission channel.

Keywords: time synchronization, network configuration, switch.

1. Введение

Высокоточная синхронизация времени является важным условием функционирования современных телекоммуникационных, энергетических и информационных систем. В сетях передачи данных временные метки используются для координации процессов, прослеживания событий и обеспечения корректной работы алгоритмов управления. В ряде приложений допустимое расхождение шкал времени устройств не должно превышать единиц микросекунд и сотен наносекунд [1, 2], что предъявляет повышенные требования к механизмам синхронизации в пакетных сетях. В локальных Ethernet-сетях одним из основных средств высокоточной синхронизации является протокол PTP, стандартизованный в IEEE 1588. Использование двустороннего обмена сообщениями и аппаратного формирования временных меток позволяет компенсировать задержки передачи и достигать субмикросекундной точности синхронизации [1, 3]. Вместе с тем фактическая точность синхронизации определяется не только характеристиками протокола и источника времени, но и параметрами сетевой инфраструктуры [3, 4]. В реальных условиях синхросигналы PTP проходят через различное количество промежуточных коммутаторов и используют разные физические среды передачи. Изменение топологии сети может приводить к накоплению задержек и увеличению вариативности их распределения, что отражается на величине временной погрешности [1, 4]. Несмотря на наличие теоретических оценок и нормативных требований, количественные экспериментальные данные для типовых конфигураций локальных Ethernet-сетей остаются ограниченными. Это формирует научно-практическую проблему определения зависимости точности синхронизации от сетевой конфигурации.

2. Результаты эксперимента

Экспериментальное исследование выполнено на лабораторном макете системы синхронизации времени по протоколу PTP в локальной сети Ethernet. В качестве опорного источника использовался эталонный сигнал времени, формирующий импульс 1 PPS. Измеряемым параметром являлось отклонение сигнала 1 PPS клиента относительно эталонного сигнала, подаваемого на вход мастеру. Перед проведением эксперимента выполнена проверка параметров входных сигналов.

В рамках работы рассмотрены следующие варианты топологии:

1. Прямое соединение PTP-мастера и PTP-клиента по витой паре (рисунок 1).
2. Соединение через два последовательных Ethernet-коммутатора (рисунок 2).
3. Оптическое соединение Метроном-1000 — ССВ-1Г (рисунок 3).
4. Оптическое соединение через один промежуточный коммутатор (рисунок 4).

Схемы конфигураций приведены на рисунках 1–4.

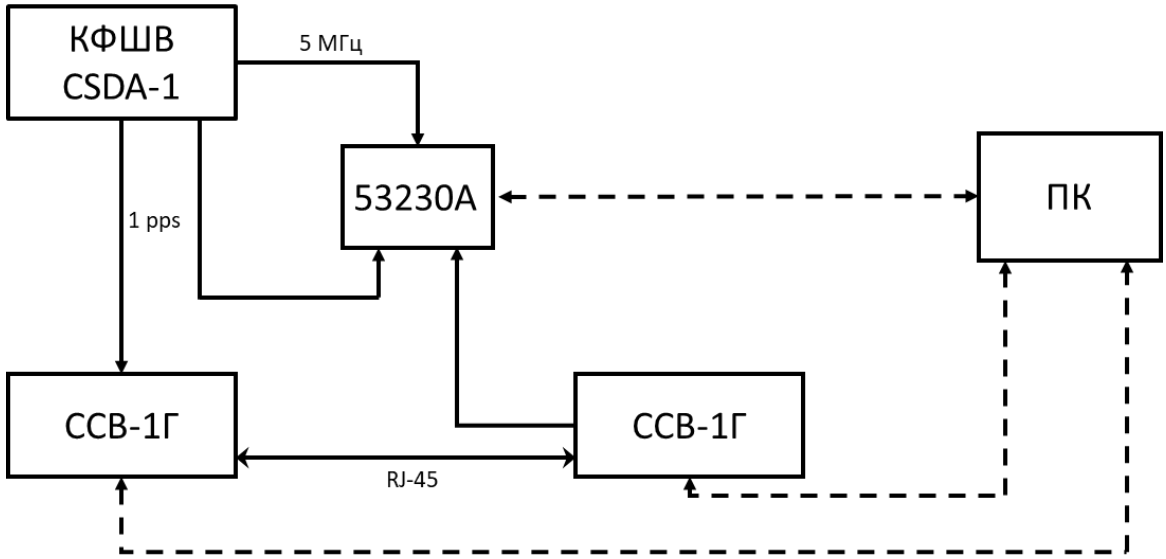


Рис.1. Схема конфигурации «Прямое соединение»

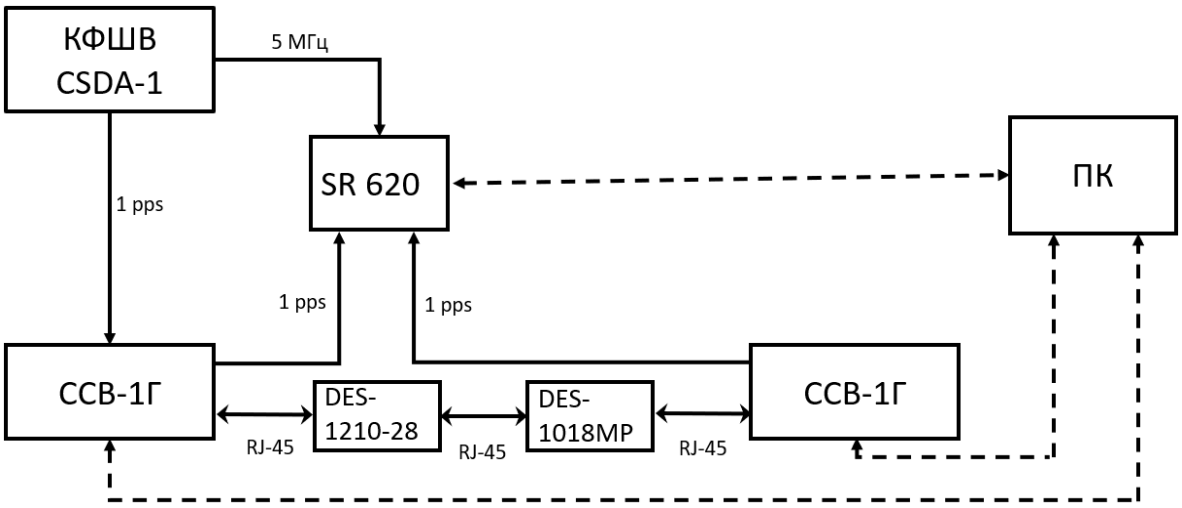


Рис. 2. Схема конфигурации «Соединение через два коммутатора»

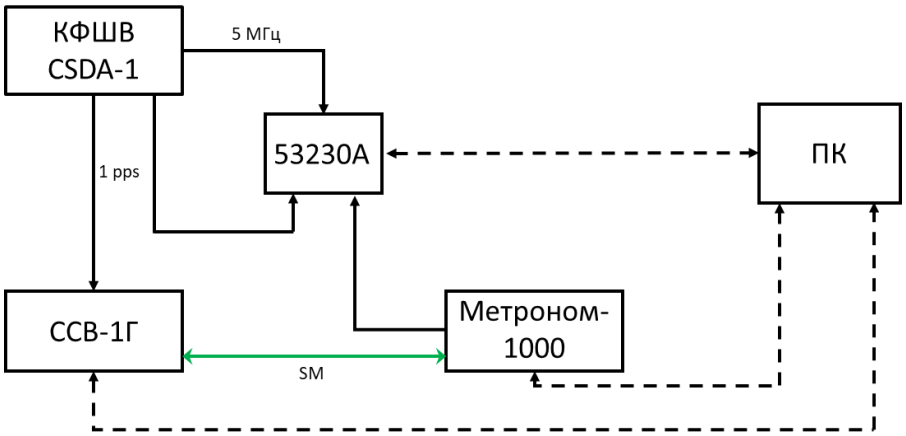


Рис.3. Схема конфигурации «Оптическое соединение»

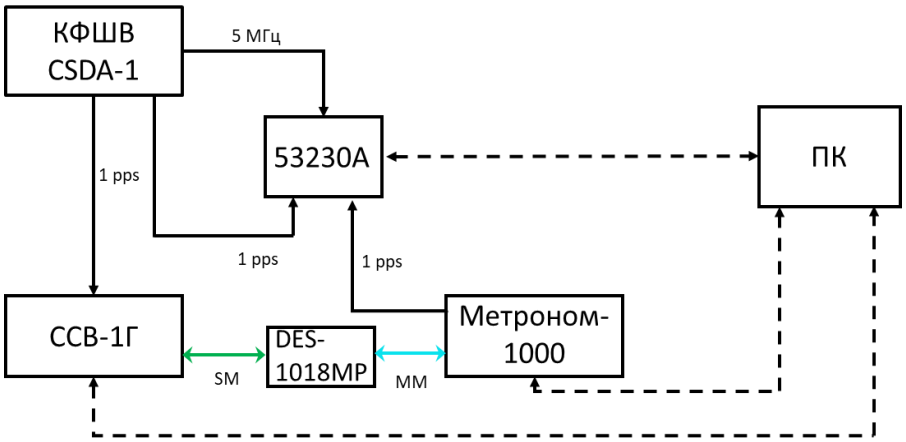


Рис. 4. Схема конфигурации «Оптическое соединение через коммутатор»

Полученные средние значения отклонения сигнала 1 PPS клиента от эталонного сигнала, подаваемого на вход мастера приведены в таблице 1.

Таблица 1. Результаты измерений

Конфигурация	Среднее значение отклонения, нс	Максимальное отклонение, нс
Прямое соединение	150	220
Два коммутатора	200	300
Оптика	40	60
Оптика через коммутатор	70	120

При переходе от прямого соединения к конфигурации с двумя коммутаторами наблюдается увеличение среднего значения отклонения сигнала 1 PPS с 150 нс до порядка 200 нс. Использование оптического канала без промежуточных устройств сопровождается снижением среднего отклонения до 40 нс. Добавление коммутатора в оптический тракт приводит к увеличению среднего значения до 70–100 нс. Во всех исследованных вариантах максимальные значения временного отклонения не превышали субмикросекундный диапазон.

Для наглядного сопоставления результатов построен сравнительный график – диаграмма (рисунок 5).

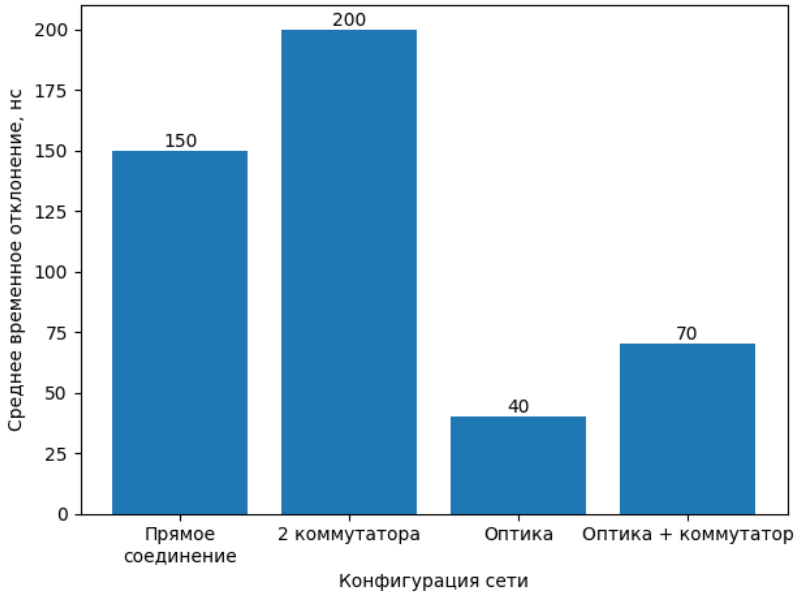


Рис. 5. Диаграмма сравнения среднего временного отклонения от конфигурации сети

Для каждой конфигурации вычислялось среднее значение отклонения по результатам измерений, выполнявшихся в течение нескольких суток. Различия между конфигурациями превышают инструментальную погрешность измерительного оборудования (20–25 пс) более чем на два порядка. Разброс значений при использовании коммутаторов превышал разброс при прямом соединении и оптическом канале без промежуточных устройств. Полученные данные демонстрируют увеличение среднего значения отклонения сигнала 1 PPS при усложнении конфигурации сети и добавлении промежуточных коммутаторов. Гипотеза о влиянии сетевой конфигурации на величину временной погрешности подтверждена экспериментально. Полученные значения находятся в диапазоне сотен наносекунд и согласуются с ожидаемым уровнем точности синхронизации для локальных сетей Ethernet при использовании протокола PTP без специализированной аппаратной поддержки.

3. Заключение

В работе выполнено экспериментальное исследование влияния конфигурации локальной сети Ethernet на точность синхронизации времени по протоколу PTP, получены экспериментально подтверждённые количественные оценки влияния топологии локальной сети на точность синхронизации по протоколу PTP в условиях стандартной инфраструктуры без специализированной поддержки на уровне коммутаторов. Полученные результаты дополняют существующие теоретические представления, уточняют реальные параметры временной погрешности для типовых конфигураций, позволяют обоснованно оценивать влияние изменения топологии и выбирать оптимальные архитектурные решения при построении локальных сетей.

Литература

1. Шварц М.Л., Богданов Е.А., Рыжков А.В., Аладин В.М. Особенности построения систем единого и точного времени в сетях связи электроэнергетики // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №12. С. 27-33.

2. Рыжков А.В., Шварц М.Л., Аладин В.М., Исупов А.В. Опыт внедрения систем частотно-временного обеспечения сетей связи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Том 16. №7. С. 21-28.
3. Мазуренко Д.К., Пальцин Д.А., Фень А.С. Эксплуатация оборудования системы синхронизации сигналов в сетях, построенных на технологии коммутации пакетов, и в сетях 5G // Электросвязь. 2022. №12. С. 14-17.
4. Чикалов Н.В., Билятдинов К.З. Метод синхронизации в гетерогенных сетях связи с высокой плотностью устройств с ограниченными вычислительными ресурсами // INTERNATIONAL JOURNAL OF OPEN INFORMATION TECHNOLOGIES/ - 2025. Том 13. №1. С.83-87.

REFERENCES

1. Shvarts M.L., Bogdanov E.A., Ryzhkov A.V., Aladin V.M. Features of Building Unified and Precise Time Systems in Electric Power Industry Communication Networks // T-Comm: Telecommunications and Transport. 2024. Vol. 18. No. 12. P. 27-33.
2. Ryzhkov A.V., Shvarts M.L., Aladin V.M., Isupov A.V. Experience in Implementing Frequency and Time Supply Systems for Communication Networks // T-Comm: Telecommunications and Transport. 2022. Vol. 16. No. 7. P. 21-28.
3. Mazurenko D.K., Paltsin D.A., Fen A.S. Operation of Signal Synchronization System Equipment in Networks Built on Packet Switching Technology and in 5G Networks // Electrosvyaz. 2022. No. 12. P. 14-17.
4. Chikalov N.V., Bilyatdinov K.Z. Synchronization Method in Heterogeneous Communication Networks with High Density of Devices with Limited Computing Resources // INTERNATIONAL JOURNAL OF OPEN INFORMATION TECHNOLOGIES. 2025. Vol. 13. No. 1. P. 83-87.

ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭФФЕКТОВ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ В WDM/DWDM-СИСТЕМАХ

О.И. Пугачев, Д.М. Вишняков, В.О. Осипова

[1]Российский технологический университет – МИРЭА (РТУ МИРЭА), Москва, Россия

Аннотация. Учёт нелинейных эффектов является важным условием обеспечения стабильной и надёжной работы современных высокоскоростных WDM/DWDM-систем. В данной статье рассматривается влияние нелинейных эффектов на качество передачи в волоконно-оптических системах с плотным спектральным уплотнением.

Ключевые слова: DWDM, WDM, кросс-фазовая модуляция, оптическое отношение сигнал/шум, коэффициент битовых ошибок, Q-фактор, нелинейные эффекты, волоконно-оптические линии связи.

INFLUENCE OF NONLINEAR EFFECTS ON TRANSMISSION QUALITY IN WDM/DWDM SYSTEMS

O.I. Pugachev, D.M. Vishnyakov, V.O. Osipova

Russian Technological University – MIREA (RTU MIREA), Moscow, Russia

Abstract. Consideration of nonlinear effects is an important condition for ensuring stable and reliable operation of modern high-speed WDM/DWDM systems. This article examines the influence of nonlinear effects on the transmission quality in dense wavelength division multiplexing fiber-optic systems.

Keywords: DWDM, WDM, cross-phase modulation, optical signal-to-noise ratio, bit error rate, Q-factor, nonlinear effects, fiber-optic communication lines.

1. Введение

Рост объёмов передаваемой информации и расширение спектра телекоммуникационных сервисов обуславливают развитие высокоскоростных волоконно-оптических систем передачи. Повышение требований к пропускной способности магистральных сетей стимулирует внедрение технологий спектрального уплотнения, позволяющих существенно увеличить объём передаваемых данных без прокладки дополнительных волокон. Одним из наиболее эффективных решений является технология плотного мультиплексирования с разделением по длине волны (DWDM), основанная на принципе WDM.

Качество передачи в DWDM-системах характеризуется рядом параметров, среди которых определяющее значение имеют оптическое отношение сигнал/шум (OSNR), коэффициент битовых ошибок (BER) и Q-фактор. При высокой спектральной плотности каналов и повышенных уровнях оптической мощности существенное влияние на данные параметры начинают оказывать нелинейные процессы, возникающие при распространении излучения в волокне. К числу наиболее значимых относятся четырёхволновое смешение (FWM) и кросс-фазовая модуляция (XPM). Их воздействие усиливается при уменьшении межканального интервала и росте мощности передачи. Генерация паразитных спектральных компонент приводит к увеличению шумовой составляющей в рабочем канале, что отражается на значениях OSNR, BER и Q-фактора и ограничивает дальность устойчивой передачи.

Существующие исследования сосредоточены преимущественно на изолированном анализе нелинейных процессов. Однако вопросы комплексного влияния данных

эффектов на показатели качества в условиях современного плотного спектрального мультиплексирования раскрыты недостаточно полно.

2. Нелинейные эффекты в WDM/DWDM-системах

При распространении оптического сигнала по волокну ухудшение качества передачи обусловлено совокупностью линейных и нелинейных факторов. К линейным относятся затухание и дисперсия, которые определяют энергетические потери и временное «размытие» импульсов. Дисперсионные искажения ограничивают пропускную способность волокна и становятся более заметными при росте скорости передачи данных. В DWDM-системах, как правило, выделяют хроматическую и поляризационную дисперсию. Хроматическая дисперсия связана с тем, что оптические компоненты разных длин волн распространяются с различной скоростью; с увеличением скорости передачи данных её влияние усиливается. Поляризационная дисперсия обусловлена особенностями волокна (в том числе эллиптичностью поперечного сечения), которые могут быть связаны как с технологией изготовления, так и с внешними воздействиями [1]. Дисперсия важна не только сама по себе: она также влияет на условия взаимодействия каналов в волокне и, следовательно, на выраженность нелинейных эффектов.

Одним из наиболее существенных нелинейных эффектов в DWDM-системах является четырёхволновое смешение (FWM). Этот эффект связан с нелинейными свойствами оптического волокна и проявляется в том, что при совместном распространении нескольких каналов возникают дополнительные спектральные компоненты. Их частоты определяются комбинациями частот исходных сигналов, а сформированные компоненты способны попадать в рабочие каналы, создавая перекрёстные помехи [2]. Иными словами, FWM формирует паразитные составляющие непосредственно в спектральной области системы, что особенно критично при высокой плотности каналов. Интенсивность FWM определяется режимом работы линии. В частности, влияние эффекта возрастает при уменьшении межканального интервала и увеличении мощности вводимого сигнала; заметную роль играют и дисперсионные характеристики волокна [2]. Следовательно, в системах с высокой спектральной плотностью и повышенной мощностью передачи четырёхволновое смешение может стать одним из факторов, ограничивающих качество сигнала и устойчивость работы канала.

Другим значимым нелинейным эффектом является кросс-фазовая модуляция (XPM). Механизм XPM связан с тем, что мощность одного оптического канала оказывает влияние на фазовые характеристики сигнала соседнего канала. На практике это проявляется как межканальная фазовая «наводка», которая ухудшает условия приёма и может приводить к дополнительным искажениям [3]. В наибольшей степени XPM проявляется в ситуациях, когда в одной системе передаются каналы с различными скоростями (например, при формировании системы 40 Гбит/с на основе нескольких каналов 10 Гбит/с), что сопровождается ростом вероятности перекрёстных фазовых помех [3]. В отличие от FWM, который формирует паразитные компоненты в спектре, XPM в первую очередь воздействует на фазовую структуру сигнала, однако конечный результат также выражается в ухудшении его качества на приёмной стороне.

Анализ литературных источников показывает, что интенсивность нелинейных искажений определяется совокупностью следующих факторов:

- уровнем входной оптической мощности;
- межканальным интервалом;
- дисперсионными характеристиками волокна;
- числом одновременно передаваемых каналов.

Увеличение мощности усиливает проявление как FWM, так и XPM, поскольку нелинейные эффекты в волокне возрастают при росте мощности сигнала. Уменьшение межканального интервала, характерное для DWDM, повышает вероятность попадания паразитных компонент в рабочий спектр и, как следствие, рост перекрёстных помех [2]. Дисперсия, в свою очередь, влияет на условия межканального взаимодействия и на то, насколько эффективно реализуются нелинейные механизмы в конкретной линии.

Таким образом, в условиях плотного спектрального уплотнения и высоких скоростей передачи нелинейные эффекты становятся существенным фактором, ограничивающим качество передачи в WDM/DWDM-системах. Их влияние требует дальнейшего анализа в контексте показателей качества передачи системы.

3. Влияние нелинейных эффектов на показатели качества передачи

Одним из ключевых параметров оценки качества передачи в DWDM-системах является оптическое отношение сигнал/шум (OSNR). В линейном режиме функционирования системы его значение определяется соотношением мощности полезного сигнала и шума усиленного спонтанного излучения (ASE), генерируемого эрбиевыми оптическими усилителями [4, 5]. Для однопролётной линии без учёта нелинейных эффектов OSNR определяется отношением мощности сигнала к мощности шума ASE и может быть записано в виде [4]:

$$OSNR_L = \frac{P_{IN}}{AFh\nu\Delta\nu}, \quad (1)$$

где P_{IN} – мощность сигнала на входе в линию (дБм);

A – полное затухание сигнала в пролете (дБ);

F – шум-фактор усилителя (или каскада усилителей), установленного в конце пролета (дБ);

h – постоянная Планка (Дж*с);

ν – частота сигнала (Гц);

$\Delta\nu$ – референсная полоса (12,5 ГГц).

В логарифмической форме выражение принимает вид [5]:

$$OSNR_L = 58 + P_{IN} - \alpha \cdot L - NF, \quad (2)$$

α – коэффициент затухания сигнала в волокне (дБ/км);

L – длина пролета (км);

NF – шумфактор усилителя (или каскада усилителей), установленного в конце пролета (дБ).

Однако при наличии нелинейных эффектов картина усложняется. Паразитные спектральные компоненты, возникающие вследствие четырёхволнового смешения, а также фазовые искажения, обусловленные кросс-фазовой модуляцией, формируют дополнительный вклад в шумовую составляющую канала. Фактически это означает увеличение суммарной шумовой мощности по сравнению с линейным режимом, в котором учитывается только вклад ASE.

С учётом изложенного, в реальных условиях передачи суммарная шумовая мощность в канале формируется как за счёт ASE, так и за счёт паразитных компонент, возникающих вследствие межканальных нелинейных взаимодействий. Это позволяет рассматривать эффективное значение OSNR как отношение мощности сигнала к совокупной шумовой составляющей, включающей как линейный, так и нелинейный вклад. При увеличении уровня вводимой мощности или уменьшении межканального

интервала доля нелинейного вклада возрастает, что приводит к дополнительному снижению OSNR даже при неизменных параметрах усилителей.

Коэффициент битовых ошибок характеризует отношение ошибочно принятых бит к общему количеству переданных бит и является непосредственным показателем качества передачи. Поскольку BER зависит от отношения сигнал/шум, уменьшение OSNR неизбежно сопровождается увеличением вероятности ошибочного распознавания логических уровней [1]. Нелинейные процессы усиливают амплитудные и фазовые флуктуации сигнала. Это приводит к уменьшению различимости логических состояний на выходе приёмника и повышению чувствительности системы к шумам. Даже в случае, когда линейный расчёт OSNR показывает допустимое значение, наличие межканальных нелинейных взаимодействий может вызвать дополнительный рост BER. Таким образом, влияние нелинейных эффектов проявляется не только через энергетические параметры, но и через статистические характеристики передачи.

Для количественной оценки качества приёма также используется Q-фактор, определяемый как [6]:

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}, \tag{3}$$

где I_1 – среднее значение тока фотодиода при приеме логической «1» (А);

I_0 – среднее значение тока фотодиода при приеме логического «0» (А);

σ_1 и σ_0 – среднеквадратичные значения шумовых токов при приеме логических «1» и «0» (А).

Нелинейные эффекты приводят к увеличению шумовой компоненты и искажению уровней сигнала, что выражается в росте σ_1 и σ_0 и, соответственно, снижении Q-фактора. Для обеспечения высокого качества связи значение Q должно превышать установленный порог, соответствующий допустимому уровню BER [6]. Уменьшение Q-фактора вследствие нелинейных искажений ограничивает эксплуатационные возможности системы и требует корректировки параметров передачи.

В практике эксплуатации DWDM-линий широко используется показатель запаса по OSNR ($OSNR_M$), который определяется как отношение фактического OSNR к минимально необходимому для корректной работы системы [5]. Данный параметр характеризует устойчивость линии к деградации характеристик волокна, изменению параметров усилителей и внешним воздействиям. Линия считается работоспособной при выполнении условия $OSNR_M > 1$, а при вводе в эксплуатацию требуется более жёсткое условие $OSNR_M > 2$. Снижение запаса уменьшает устойчивость системы к деградации характеристик волокна, старению оборудования и изменению режимов работы. На рисунке 1 представлена схема измерения запаса OSNR.

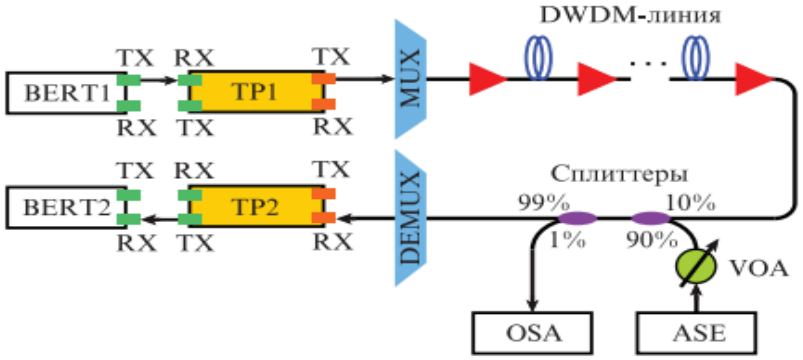


Рис.1. Схема измерения запаса по OSNR в линии [5]

В процессе измерения OSNR определяется спектральным анализатором на выходе линии, после чего в систему вводится дополнительный шум ASE до момента ухудшения качества передачи. Значение OSNR, соответствующее границе работоспособности, принимается в качестве требуемого, а их отношение характеризует величину запаса. В схему измерения запаса по OSNR входят:

– два BER тестера (BERT1 и BERT2), первый из которых формирует эталонную тестовую последовательность, а второй принимает ее и определяет коэффициент ошибок сигнала; транспондеры (TP1 и TP2);

– мультиплексор и демультиплексор (MUX и DEMUX);

– DWDM-линия, состоящая из эрбиевых усилителей (EDFA) и участков оптического волокна;

– источник усиленного спонтанного излучения; оптический спектральный анализатор;

– перестраиваемый оптический аттенюатор;

– сплиттеры.

Следовательно, при оценке запаса по OSNR необходимо учитывать не только линейный расчёт энергетических параметров, но и возможное снижение эффективного OSNR вследствие нелинейных взаимодействий, особенно в системах с высокой спектральной плотностью каналов. Эффективность четырёхволнового смешения существенно зависит от условий фазового согласования взаимодействующих волн. Дисперсионные характеристики волокна оказывают влияние на эти условия, поэтому изменение параметров дисперсии может способствовать снижению интенсивности FWM [2]. При увеличении хроматической дисперсии нарушается фазовое совпадение частот, что уменьшает эффективность генерации паразитных компонент. Следовательно, корректный выбор типа волокна и учёт его дисперсионных свойств позволяют ослабить влияние нелинейных процессов без изменения мощности передачи.

4. Заключение

В представленной работе проведен анализ влияния нелинейных эффектов на качество передачи в WDM/DWDM-системах в условиях высокой спектральной плотности каналов и увеличенных скоростях передачи данных. Показано, что при уменьшении межканального интервала и росте уровня вводимой мощности нелинейные процессы начинают оказывать существенное воздействие на параметры сигнала. Установлено, что четырёхволновое смешение приводит к формированию паразитных спектральных компонент, способных попадать в рабочие каналы и создавать перекрёстные помехи, тогда как кросс-фазовая модуляция вызывает дополнительные фазовые искажения сигнала. Совокупное действие этих процессов увеличивает эффективную шумовую составляющую канала по сравнению с линейным режимом, в котором учитывается только шум усиленного спонтанного излучения. Рост суммарной шумовой мощности приводит к снижению эффективного значения OSNR, что отражается на увеличении коэффициента битовых ошибок и уменьшении Q-фактора. Дополнительным следствием является сокращение запаса по OSNR, определяющего устойчивость линии к изменению эксплуатационных параметров и деградации оборудования.

Проведённый анализ подтверждает, что при проектировании и эксплуатации DWDM-систем необходимо учитывать взаимосвязь между уровнем мощности передачи, межканальным интервалом и допустимым уровнем нелинейных искажений. Оптимизация этих параметров, а также применение методов управления дисперсией и распределением мощности между каналами позволяют уменьшить влияние нелинейных процессов и обеспечить требуемое качество передачи.

Литература

1. Reena Antil, Pinki, Mrs. Sonal Beniwal An Overview of DWDM Technology & Network // International Journal of Scientific & Technology Research – 2012 – Vol. 1, № 11. P. 43–46.
2. Habib Ullah Manzoor, Tareq Manzoor, Ashiq Hussain, Moustafa H. Aly FWM Mitigation in DWDM Optical Networks // Journal of Physics: Conference Series – 2019 – P. 1–10, DOI: 10.1088/1742-6596/1447/1/012033.
3. T. Ivaniga, P. Ivaniga Suppression of Nonlinear XPM Phenomenon by Selection of Appropriate Transmit Power Levels in the DWDM System // International Journal of Optics – 2019 – P. 1–8, DOI: 10.1155/2019/9357949.
4. В.В. Гайнов, В.А. Конышев, А.В. Леонов, С.Н. Лукиных, О.Е. Наний, П.И. Скворцов, В.Н. Трещиков, И.И. Шихалиев, Р.Р. Убайдуллаев Однопролетные оптические линии связи большой протяженности // Прикладная фотоника – 2015 – Том 2, № 1. С. 5–22.
5. В.А.Конышев, О.Е.Наний, А.Г.Новиков, В.Н.Трещиков, Р.Р.Убайдуллаев Принципы проектирования современных волоконно-оптических линий связи // Квантовая электроника – 2019 – № 12. С. 1149–1153.
6. В. П. Глушко, В. В. Шмытинский Влияние элементов WDM-систем на качественные показатели каналов // Всероссийская научная конференция «ИНФОРМАЦИЯ – КОММУНИКАЦИЯ – ОБЩЕСТВО» – 2020 – С. 180–181.

References

1. Reena Antil, Pinki, Mrs. Sonal Beniwal. An Overview of DWDM Technology & Network // International Journal of Scientific & Technology Research. – 2012. – Vol. 1, No. 11. – P. 43–46.
2. Habib Ullah Manzoor, Tareq Manzoor, Ashiq Hussain, Moustafa H. Aly. FWM Mitigation in DWDM Optical Networks // Journal of Physics: Conference Series. – 2019. – P. 1–10. DOI: 10.1088/1742-6596/1447/1/012033.
3. T. Ivaniga, P. Ivaniga. Suppression of Nonlinear XPM Phenomenon by Selection of Appropriate Transmit Power Levels in the DWDM System // International Journal of Optics. – 2019. – P. 1–8. DOI: 10.1155/2019/9357949.
4. V.V. Gainov, V.A. Konyshev, A.V. Leonov, S.N. Lukinykh, O.E. Nanii, P.I. Skvortsov, V.N. Treshchikov, I.I. Shikhaliev, R.R. Ubaidullaev. Long-haul Single-Span Optical Communication Lines // Applied Photonics. – 2015. – Vol. 2, No. 1. – P. 5–22.
5. V.A. Konyshev, O.E. Nanii, A.G. Novikov, V.N. Treshchikov, R.R. Ubaidullaev. Principles of Designing Modern Fiber-Optic Communication Lines // Quantum Electronics. – 2019. – No. 12. – P. 1149–1153.
6. V.P. Glushko, V.V. Shmytinsky. Influence of WDM System Elements on the Quality Indicators of Channels // All-Russian Scientific Conference "INFORMATION – COMMUNICATION – SOCIETY". – 2020. – P. 180–181.

ИЕРАРХИЧЕСКОЕ КОНФИГУРИРОВАНИЕ КАК МЕРА ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ СТАНДАРТА DMR

С.А. Ермаков, К.С. Костерев, П.В. Долгушин, Д.А. Мокшин, П.И. Паршин

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. При увеличении масштаба систем профессиональной радиосвязи стандарта DMR существенно возрастает сложность конфигурирования оборудования и управления радиоданными. Традиционные подходы, основанные на использовании единых шаблонов конфигурации или индивидуальной настройки каждого радиосредства, приводят к росту трудоёмкости, повышению вероятности ошибок и ограничению возможностей масштабирования. В работе предлагается иерархический подход к конфигурированию систем связи DMR, основанный на декомпозиции конфигурационных параметров по уровням иерархии объектов системы. Рассмотрены принципы наследования параметров, контейнерное представление конфигурационных данных и механизмы защиты от некорректной модификации настроек. Показано, что применение иерархического конфигурирования позволяет повысить эффективность развертывания и эксплуатации крупномасштабных систем связи, снизить влияние человеческого фактора и обеспечить поддержку роуминга и цифровых сервисов стандарта DMR.

Ключевые слова: DMR; профессиональная радиосвязь; конфигурирование; иерархия; цифровой двойник; масштабируемость.

HIERARCHICAL CONFIGURATION AS A MEASURE TO IMPROVE THE EFFICIENCY OF DMR COMMUNICATION SYSTEMS

S. A. Ermakov, K.S. Kosterev, P.V. Dolgushin, D.A. Mokshin, P.I. Parshin

JSC “Concern “Sozvezdie”, Voronezh, Russian Federation

Abstract. As the scale of professional DMR communication systems increases, configuration complexity becomes a limiting factor for efficient deployment and operation. Traditional configuration approaches based on global templates or per-device settings lead to high labor costs and increased risk of errors. This paper proposes a hierarchical configuration approach based on object hierarchy and parameter inheritance. Configuration data are represented as level-specific containers with controlled inheritance and integrity checks. The proposed approach reduces human factor influence, simplifies system scaling, and enables efficient support of roaming and digital services in large-scale DMR networks.

Keywords: DMR; professional radio communication; configuration; hierarchy; digital twin; scalability.

1. Введение

Системы профессиональной радиосвязи стандарта DMR широко применяются в ведомственных и корпоративных сетях связи, включая системы оперативного управления, аварийно-спасательные службы и распределённые производственные комплексы. Архитектурные принципы построения таких систем, а также базовые механизмы передачи речи и данных определены в спецификациях ETSI [1-3].

По мере укрупнения систем связи и перехода от локальных радиосетей к межрегиональным и распределённым конфигурациям существенно возрастает

сложность конфигурирования радиосредств и системных компонентов. Увеличение количества параметров и взаимосвязей между объектами системы приводит к росту трудоёмкости развертывания и повышает вероятность конфигурационных ошибок, что негативно отражается на устойчивости и управляемости системы [4, 5].

В этих условиях актуальной является задача разработки подходов к конфигурированию, обеспечивающих масштабируемость, контролируемость изменений и снижение влияния человеческого фактора.

2. Проблемы традиционных подходов к конфигурированию

В практике эксплуатации систем DMR конфигурирование часто осуществляется либо с использованием единых шаблонов радиоданных, либо путём индивидуальной настройки каждого радиосредства. Подобные подходы не учитывают иерархическую структуру системы связи и плохо масштабируются при увеличении числа объектов и уровней управления [4].

Использование глобальных шаблонов приводит к необходимости ручной адаптации конфигураций под различные типы оборудования и сценарии эксплуатации. В свою очередь, индивидуальное конфигурирование радиосредств затрудняет централизованное управление изменениями и требует повторного перепрограммирования значительного числа устройств при внесении системных корректировок [5].

Указанные недостатки обусловливают необходимость перехода к более формализованным и структурированным методам конфигурирования.

3. Иерархия объектов в системах связи DMR

Системы радиосвязи стандарта DMR обладают естественной иерархией объектов, отражающей логическую и территориальную организацию сети. Данная иерархия включает уровни прямой связи, абонентских радиостанций, сайтов, систем, регионов и организаций, а также уровень разработчика, формирующий исходные параметры и ключи [1-3].

Каждому уровню иерархии соответствует собственный набор параметров и область ответственности. Например, параметры каналов и внутрисистемного роуминга задаются на уровне системы, параметры межсистемного взаимодействия — на уровне региона, а общие идентификаторы и политики безопасности — на уровне организации [3].

Использование данной иерархии в качестве основы для процесса конфигурирования позволяет формализовать распределение параметров и ограничить область их изменения.

4. Принципы иерархического конфигурирования

Иерархический подход к конфигурированию основан на создании и редактировании параметров в строгом соответствии с уровнями иерархии объектов системы. Ключевым принципом является запрет на изменение параметров, заданных на вышестоящем уровне, при конфигурировании нижележащих уровней [4].

Для хранения конфигурационных данных используются отдельные контейнеры, ассоциированные с объектами соответствующего уровня. Контейнеры нижних уровней получают доступ к параметрам вышестоящих уровней только на чтение и используют механизм наследования, что обеспечивает согласованность конфигурации всей системы [4, 5].

Работа конфигуратора каждого уровня завершается автоматической проверкой полноты и непротиворечивости данных. Подобный подход соответствует современным принципам управления конфигурациями распределённых систем [6, 7].

5. Контейнерное представление конфигурационных данных

Контейнерное представление конфигурационных данных предполагает использование структурированных форматов с фиксированным заголовком и контрольной информацией. Это позволяет отслеживать версии конфигураций, контролировать целостность данных и обеспечивать обратную совместимость при расширении состава параметров.

Идеологически данный подход близок к концепциям централизованного управления конфигурацией сетевых устройств, реализованным в протоколах NETCONF и RESTCONF, где изменения конфигурации выполняются на логическом уровне модели, а не на уровне отдельных устройств [6, 7].

Использование контейнеров также упрощает распространение изменений и контроль их применения в масштабных системах связи.

6. Иерархическое конфигурирование как работа с цифровым двойником

Иерархическое конфигурирование по своей сути представляет собой работу с цифровым двойником системы связи, в котором отражена её структура, параметры и взаимосвязи между объектами. Операторы взаимодействуют не с физическими радиосредствами, а с их логическим представлением, что позволяет анализировать последствия изменений до их применения в реальной системе [8].

Подобный подход широко рассматривается в современных исследованиях по цифровым двойникам сетей и распределённых систем и позволяет повысить управляемость и устойчивость функционирования сложных инфраструктур [8].

7. Преимущества и практические результаты применения подхода

Применение иерархического конфигурирования позволяет существенно снизить трудоёмкость развертывания и сопровождения систем связи DMR, особенно при их масштабировании до регионального и межрегионального уровня. Снижается влияние человеческого фактора, упрощается поддержка роуминга и цифровых сервисов, а также повышается предсказуемость распространения изменений [1-3, 4].

Кроме того, обеспечивается возможность централизованного управления конфигурацией при сохранении гибкости настройки отдельных подсистем, что соответствует современным требованиям к профессиональным системам связи.

8. Заключение

В работе показано, что иерархическое конфигурирование является эффективным средством повышения управляемости и масштабируемости систем профессиональной радиосвязи стандарта DMR. Использование иерархии объектов, контейнерного представления данных и механизмов наследования параметров позволяет формализовать процесс конфигурирования и снизить вероятность ошибок [4-7].

Интерпретация системы конфигурирования как цифрового двойника открывает дополнительные возможности для анализа и оптимизации параметров системы связи, что подтверждает перспективность дальнейшего развития данного подхода [8].

Литература

1. ETSI TS 102 361-1. Digital Mobile Radio (DMR); Part 1: Air Interface (AI).

2. ETSI TS 102 361-2. Digital Mobile Radio (DMR); Part 2: Voice and Generic Services and Facilities.
3. ETSI TR 102 398. Digital Mobile Radio (DMR); General System Design.
4. Wang D. On Hierarchical Configuration of Distributed Systems // International Journal of Foundations of Computer Science. 2004. (World Scientific, DOI: 10.1142/S0129054104002583).
5. Fosså H., Sloman M. Implementing Interactive Configuration Management for Distributed Systems // Proceedings (CDS 1996), pp. 44-51.
6. Bierman A. (ed.). RFC 6241: Network Configuration Protocol (NETCONF). IETF, 2011.
7. Bierman A., Björklund M., Watsen K. RFC 8040: RESTCONF Protocol. IETF, 2017.
8. Wu Y., Zhang K., Zhang Y. Digital Twin Networks: A Survey // IEEE Internet of Things Journal. 2021. Vol. 8, No. 18. Pp. 13789-13804. (DOI: 10.1109/JIOT.2021.3079510)..

REFERENCES

1. ETSI TS 102 361-1. Digital Mobile Radio (DMR). Part 1: Air Interface (AI).
2. ETSI TS 102 361-2. Digital Mobile Radio (DMR). Part 2: Voice and Generic Services and Facilities.
3. ETSI TR 102 398. Digital Mobile Radio (DMR). General System Design.
4. Wang, D. On Hierarchical Configuration of Distributed Systems. International Journal of Foundations of Computer Science, 2004. DOI: 10.1142/S0129054104002583.
5. Fosså, H., Sloman, M. Implementing Interactive Configuration Management for Distributed Systems. CDS 1996, pp. 44-51.
6. Bierman, A. (Ed.). RFC 6241: Network Configuration Protocol (NETCONF). IETF, 2011.
7. Bierman, A., Björklund, M., Watsen, K. RFC 8040: RESTCONF Protocol. IETF, 2017.
8. Wu, Y., Zhang, K., Zhang, Y. Digital Twin Networks: A Survey. IEEE Internet of Things Journal, 2021, vol. 8, no. 18, pp. 13789-13804. DOI: 10.1109/JIOT.2021.3079510.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ СООБЩЕНИЙ МЕЖДУ АВИАЦИОННЫМИ КОМПЛЕКСАМИ В УСЛОВИЯХ РАДИОПОМЕХ

С. А. Мочалов[1], О. А. Лыкова[1], Д. Н. Швыряев[2]

[1]ЦНИИ ВВС (Минобороны России), Москва, Россия
[2]ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. В статье предложен методический аппарат оценки эффективности системы радиосвязи при передаче сообщений между авиационными комплексами в условиях активных шумовых радиопомех, учитывающий применяемую сигнально-кодовую конструкцию, тип модуляции (манипуляции) и технические характеристики передающей и приемной радиостанций. Приведенные графики иллюстрирую работоспособность предлагаемого методического аппарата и поясняют применяемые в нем аналитические выражения.

Ключевые слова: система радиосвязи, эффективность, вероятность передачи сообщения, модуляция, манипуляция, помехозащищенный избыточный код, сигнально-кодовая конструкция

METHODOLOGY FOR ASSESSING THE EFFECTIVENESS OF A RADIO COMMUNICATION SYSTEM WHEN TRANSMITTING MESSAGES BETWEEN AVIATION COMPLEXES UNDER RADIO INTERFERENCE CONDITIONS

S. A. Mochalov[1], O. A. Likova[1], D. N. Shvyryaev[2]

[1]Central Research Institute of the Air Force (Ministry of Defense of Russia), Moscow, Russia
[2]Military-Engineering Scientific Center of the Air Force "N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Air Force Academy", Voronezh, Russia

Abstract. The article proposes a methodological apparatus for assessing the effectiveness of a radio communication system when transmitting messages between aviation complexes in conditions of active noise radio interference, taking into account the applied signal-code design, the type of modulation (manipulation) and the technical characteristics of the transmitting and receiving radio stations. The provided graphs illustrate the performance of the proposed methodological apparatus and explain the analytical expressions used in it.

Keywords: radio communication system, efficiency, message transmission probability, modulation, manipulation, noise-protected redundancy code, signal-code design

1. Введение

Задача оценки эффективности системы радиосвязи возникает, как правило, либо при анализе возможностей предлагаемых разработчиками вариантов ее построения, либо при решении задачи синтеза, то есть при выборе предпочтительной альтернативы. Синтез предпочтительного варианта построения системы радиосвязи на множестве альтернатив, в связи с многомерностью исследуемых вариантов требует оперативности проведения расчетов. Такие расчеты, как показано, в литературе, например [1, 2], требуют использования аналитического моделирования, применения различного рода аппроксимаций, упрощений и допущений без существенной потери точности. Еще одно

важное требование должно быть учтено при синтезе системы радиосвязи. Речь идет о возможности использования полученных результатов оценки эффективности альтернативных вариантов построения системы радиосвязи при оценке эффективности надсистемы, в качестве которой выступает бортовой комплекс радиоэлектронного оборудования и его авиационный носитель в целом. С учетом обеспечения координации и согласованности получаемых результатов оценки эффективности системы радиосвязи и ее надсистемы, в качестве показателей их эффективности, как подчеркнуто там же [1, 2], целесообразно использовать вероятностные характеристики и, в частности, вероятность решения основной стоящей задачи. Основной задачей системы радиосвязи авиационных комплексов является обеспечение надежного неискаженного радиообмена сообщениями. С учетом вышеизложенного, а именно указанной решаемой системой радиосвязи задачи, перечисленных методов обеспечения оперативности расчетов предлагается нижеприведенный материал.

2. Показатели эффективности, вероятность ошибки на бит

В качестве основного показателя эффективности системы радиосвязи по аналогии с [3] примем вероятность надежного неискаженного приема «полезного» сообщения. При этом будем считать, что «полезное» сообщение, состоящее из информационной части, включающей $N_{\text{и}}$ бит, и служебной части, включающей $N_{\text{сл}}$ бит, содержится в сигнально-кодовой конструкции (СКК), включающей также $N_{\text{к}}$ бит помехоустойчивого избыточного кодирования. Тогда вероятность правильного приема «полезного» сообщения можно записать как:

$$P_{\text{пр}} = \left(1 - P_{\text{ош б}}\right)^{\left(N_{\text{и}} + N_{\text{сл}} + N_{\text{к}}\right)} \tag{1}$$

где $P_{\text{ош б}}$ – вероятность ошибки на бит.

Количество информационных, служебных бит в СКК зависит от количества передаваемой в сообщении информации и типа используемой модуляции. Количество бит помехоустойчивого кодирования зависит от типа кодирования и требований к уровню помехоустойчивости системы.

Важнейшим является значение вероятности ошибки на бит информации $P_{\text{ош б}}$, которое может рассматриваться как частный показатель эффективности системы. Для его расчета при отсутствии помехоустойчивого избыточного кодирования можно использовать выражения, приведенные в [4]:

а) при частотной манипуляции и ортогональном некогерентном детектировании (FSK-нд):

$$P_{\text{ош б}} = 0{,}5\exp\left(-\,0{,}5 q_{\text{б}}\right); \tag{2}$$

б) при частотной манипуляции и ортогональном когерентном детектировании (FSK-кд):

$$P_{\text{ош б}} = 1 - \Phi\left(\sqrt{q_{\text{б}}}\right), \tag{3}$$

где $\Phi(Z) = \dfrac{1}{\sqrt{2\pi}} \int\limits_{-\infty}^{Z} \exp\left(-\dfrac{t^2}{2}\right) dt$ – интеграл вероятности (функция Лапласа);

в) при фазовой манипуляции и дифференциальном когерентном детектировании (DPSK):

$$P_{\text{ош б}} = 0{,}5\exp\left(-\,q_{\text{б}}\right); \tag{4}$$

г) при двоичной фазовой манипуляции и квадратурной фазовой манипуляцией и когерентном детектировании (BPSK и QPSK):

$$P_{\text{ош б}} = 1 - \Phi\left(\sqrt{2q_{\text{б}}}\right); \tag{5}$$

д) при М-ичной ортогональной модуляцией, в том числе для сигналов с М-ичной частотной манипуляцией (MFSK):

$$P_{\text{ош б}} = \frac{0{,}5M}{M-1}\left[1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{+\infty}\exp\left[-0{,}5\left(x-\sqrt{2q_{\text{б}}\log_2 M}\right)^2\right]\Phi^{M-1}(x)dx\right]. \quad (6)$$

Аппроксимация кривых, полученных с использованием выражений (3), (5) и (6), позволила упростить расчет (исключить оценку интегралов вероятности) и представить их в следующем виде (ошибки аппроксимации при этом не превышают 5%):

$$P_{\text{ош б}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi q_{\text{б}}}}\exp\left(-0{,}5q_{\text{б}}\right); \quad (7)$$

$$P_{\text{ош б}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi q_{\text{б}}}}\exp\left(-q_{\text{б}}\right); \quad (8)$$

$$P_{\text{ош б}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi q_{\text{б}}}}\exp\left(-2{,}27q_{\text{б}}\right), \quad (9)$$

Зависимости вероятности ошибок на бит информации, полученные на основе выражений (2), (4), (7), (8) и (9) приведены на рисунке 1. При этом принималось, что для MFSK M=32. Далее будем называть этот вариант MFSK-32.

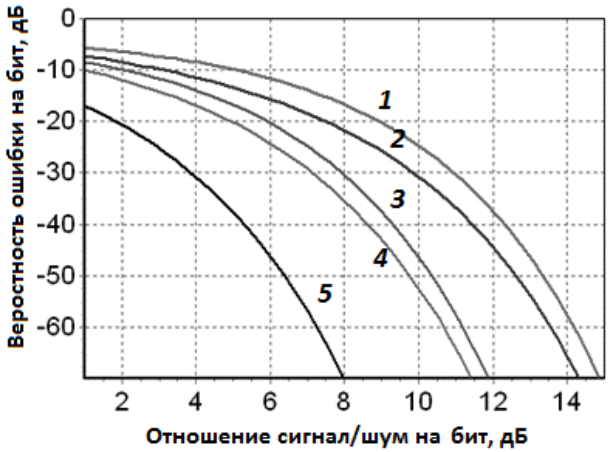


Рис. 1. Зависимости вероятности ошибки на бит информации от отношения сигнал/шум на бит при различных модуляциях сигнала:
1 – FSK-нд; *2* – FSK-кд; *3* – DPSK; *4* – BPSK, QPSK; *5* – MFSK-32

3. Учет избыточного помехозащищенного кодирования

Избыточное помехозащищенное кодирование приводит к снижению вероятности ошибки на бит [4, 5]. Это снижение можно учитывать за счет коэффициента $k_{\text{к}}$, который, в свою очередь, зависит от типа кодирования, отношения сигнал/шум на бит и вида модуляции. Так, известная зависимость величины $k_{\text{к}}$ в *дБ* от $q_{\text{б}}$ в *дБ* для модуляции BPSK и QPSK может быть аппроксимирована следующим выражением:

$$k_{\text{к}}[\text{дБ}] = \begin{cases} 2{,}6 \quad \text{при} \quad q_{\text{б}}[\text{дБ}] \le 0{,}7 \\ 2{,}5 + 1{,}8\left(q_{\text{б}}[\text{дБ}] - 0{,}3\right)^{1{,}8} \text{ при} \quad q_{\text{б}}[\text{дБ}] > 0{,}7 \end{cases}, \quad (10)$$

аналогичное выражение для модуляции MFSK-32:

$$k_{к}[дБ]=\begin{cases}2{,}5 & \text{при} \quad q_{б}[дБ]\le 1{,}5\\ 2{,}5+1{,}8\left(q_{б}[дБ]-1{,}5\right)^{2{,}2} & \text{при} \quad q_{б}[дБ]>1{,}5\end{cases}. \tag{11}$$

На рисунке 2 приведены зависимости выигрыша в вероятности ошибки на бит для BPSK, QPSK и MFSK-32, рассчитанные с использованием (10) и (11).

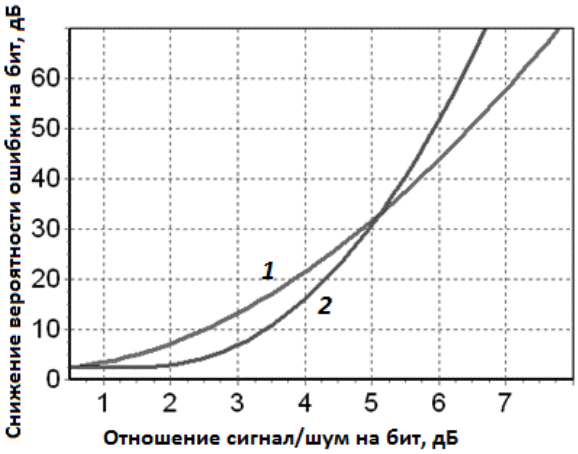


Рис. 2. Зависимости снижения вероятности ошибки на бит информации от отношения сигнал/шум при различных модуляциях сигнала
1 – BPSK, QPSK; *2* – MFSK-32

4. Оценка отношения сигнал/шум, пример оценки эффективности

Следующая задача – оценка отношения сигнал/шум на бит для разных вариантов излучаемых сигналов. В общем виде это отношение равно:

$$q_{б}=A\frac{\tau_{н}}{N_{п}+N_{ш}};\quad A=\frac{P_{и\,пер}G_{пер}G_{пр}\lambda^{2}K_{п\,пр}K_{п\,атм}}{(4\pi R)^{2}}, \tag{12}$$

где $P_{и\ пер}$, $G_{пер}$ – импульсная мощность и коэффициент усиления антенны передающей радиостанции;

$G_{пр}$ – коэффициент усиления антенны приемной радиостанции;

λ – используемая длина волны;

$K_{п\ пр}$, $K_{п\ атм}$ – коэффициент потерь на прием в приемной радиостанции и в атмосфере при прохождении сигнала от передающей радиостанции до приемной;

R – расстояние между передающей и приемной радиостанциями;

$N_{п}$, $N_{ш}$ – спектральная плотность мощности (СПМ) помехи, создаваемой постановщиком, и внутреннего шума приемника радиостанции;

$\tau_{н}$ – длительность накопления энергии.

Величина длительности накопления энергии зависит от применяемого в линии радиосвязи варианта СКК и варианта модуляции. Так, если СКК представляют собой набор элементов длительностью $\tau_{эл}$ с двоичной манипуляцией, например FSK, BPSK, а значит, каждый из элементов манипуляции несет по биту информации, время накопления энергии равно длительности одного элемента или величине обратной ширине полосы этого элемента:

$$\tau_{н}=\tau_{эл}=\frac{1}{\Delta f_{эл}}. \tag{13}$$

Если СКК представляют собой набор элементов с квадратурной манипуляцией, например QPSK, а значит, каждый из элементов манипуляции несет по два бита

информации, время накопления энергии равно половине длительности одного элемента или величине обратной половине ширины полосы этого элемента:

$$\tau_{н} = 0{,}5\tau_{эл} = \frac{0{,}5}{\Delta f_{э}}. \qquad (14)$$

При применении СКК, представляющей собой набор импульсов длительностью $\tau_{и}$ с внутриимпульсной ортогональной манипуляцией по фазе или частоте, например MFSK, и использовании при приеме циклического сдвига элементов импульса, количество $n_{б}$ бит переносимой импульсом информации составляет:

$$n_{б} = \text{trunc}\left[\log_2\left(n_{эл}\right)\right], \qquad (15)$$

где $n_{эл} = \dfrac{\tau_{и}}{\tau_{эл}}$ – количество элементов манипуляции в импульсе;

trunc – оператор отбрасывания дробной части числа.

В этом случае длительность накопления энергии составляет:

$$\tau_{н} = \frac{\tau_{и}}{n_{б}} = \frac{\tau_{э} n_{э}}{n_{б}} = \frac{n_{э}}{n_{б}\Delta f_{э}}. \qquad (16)$$

Следующим важным параметром для определения отношения сигнал/шум на бит является величина ожидаемой СПМ помехи $N_{п}$. Так, для ее расчета можно записать:

$$N_{п} = B\frac{1}{\Delta f_{п}}; \qquad B = \frac{P_{п} G_{п} G_{пр} \lambda^2 \eta\, K_{п\,пр} K_{п\,атм}}{\left(4\pi R_{п}\right)^2}, \qquad (17)$$

где $P_{п}$, $G_{п}$ – средняя мощность и коэффициент усиления антенны передающей радиостанции;

$K_{п\ атм}$ – коэффициент потерь в атмосфере при прохождении помехи от постановщика помех до приемной радиостанции;

$R_{п}$ – расстояние между постановщиком помех и приемной радиостанцией;

η – уровень боковых лепестков антенны приемной радиостанции;

$\Delta f_{п}$ – полоса частот помехи.

С учетом стремления противоборствующей стороны максимально увеличить СПМ помехи, то есть снизить $\Delta f_{п}$ и, при этом, достичь требуемого эффекта подавления, можно ориентироваться на следующие рассуждения. Величина $\Delta f_{п}$ зависит от применяемого в системе радиосвязи варианта перестройки частоты. При быстрой псевдослучайной перестройке рабочей частоты (ППРЧ) от импульса к импульсу в полосе $\Delta f_{пер}$ ожидаемая полоса помехи, как представляется, будет не менее полосы перестройки, то есть:

$$\Delta f_{п} \geq \Delta f_{пер}. \qquad (18)$$

Вместе с тем, если учитывать равновероятное изменение рабочей частоты в пределах полосы $\Delta f_{пер}$, можно, сузив полосу помехи, достичь увеличения эффекта подавления. Это объясняется некоторым преимуществом более мощного подавления части элементов СКК перед более слабым подавлением всех элементов. Количественно данный эффект проявляется в росте средней по СКК вероятности ошибки на бит. Исходя из подобных рассуждений, под ожидаемой полосой помехи будем понимать такую полосу, при которой достигается максимум выражения:

$$P_{ош\,б\,ср} = \rho P_{ош\ б}\left(\rho\Delta f_{п}\right), \qquad (19)$$

где $\rho = \dfrac{\Delta f'_{п}}{\Delta f_{п}}$ – коэффициент снижения ширины полосы помехи, показывающий какую часть составляет ограниченная полоса по сравнению с полной полосой перестройки. Так, на рисунке 3 приведены зависимости вероятности ошибки на бит от

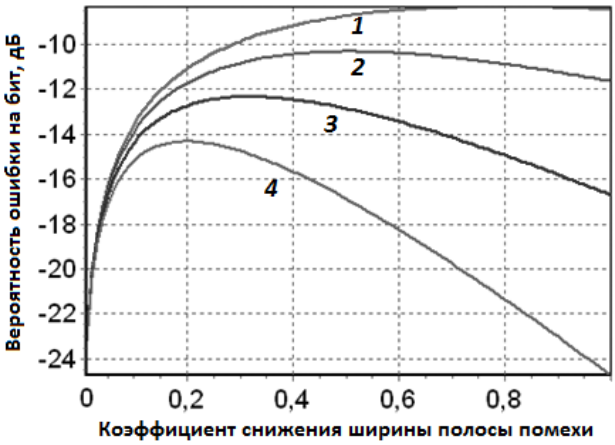


Рис. 3. Зависимости вероятности ошибки на бит информации от коэффициента снижения ширины полосы помехи при изначальном отношении сигнал/шум на бит
1 – $q_б$ = 4 дБ; *2* – $q_б$ = 6 дБ; 3 – $q_б$ = 8 дБ; 4 – $q_б$ = 10 дБ

величины ρ при допущении о существенном превышении помехи над внутренним шумом приемника, применении FSK и некогерентном детектировании сигнала.

Из зависимостей, приведенных на рисунке, видно, что при рассматриваемом варианте модуляции, малом изначальном отношении сигнал/шум (4…6 дБ) ширина полосы помехи может быть снижена до двух раз (ρ = 0,5…0,85). При других вариантах модуляции ширина рациональной полосы помехи еще более снижается (ρ = 0,2…0,5). Вместе с тем, учет внутреннего шума приводит к росту ширины полосы помехи.

При отсутствии ППРЧ полоса помехи будет определяться шириной спектра элемента (импульса), модуляцией и точностью разведки текущей рабочей частоты в системе радиосвязи. При внутриимпульсной ортогональной модуляции по фазе или частоте, например, MFSK, полоса помехи будет определяться шириной спектра внутриимпульсного элемента, модуляцией и точностью разведки текущей рабочей частоты.

С учетом приведенных выше выражений в качестве примера получены зависимости вероятности приема «полезного» сообщения в системе радиосвязи при частотной манипуляции FSK и ортогональном некогерентном детектировании от расстояния между передающей и приемной радиостанциями при различных значениях мощности помехи, рисунок 4.

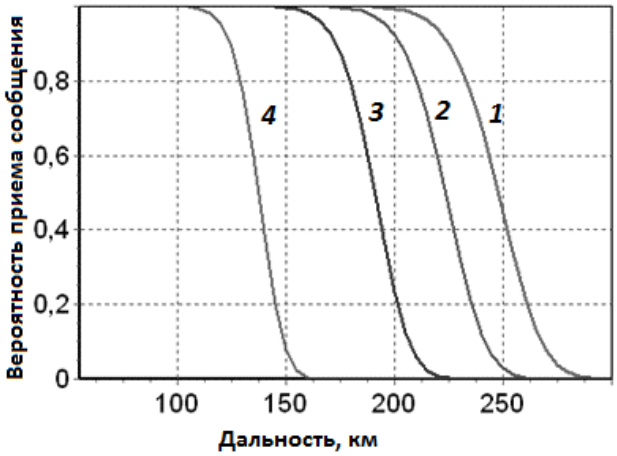


Рис. 4. Зависимости вероятности приема сообщения от дальности в активных помехах
1 – без помех; *2* – $P_п$=100 Вт; 3 – $P_п$=300 Вт; 4 – $P_п$=1000 Вт

При расчетах принималось, что радиостанции работают в дециметровом диапазоне без использования режима ППРЧ.

5. Заключение

Таким образом, в статье предложен методический аппарат оценки эффективности системы радиосвязи при передаче сообщений между авиационными комплексами в условиях активных шумовых радиопомех. Методический аппарат позволяет учитывать применяемую сигнально-кодовую конструкцию, тип модуляции (манипуляции), технические характеристики передающей и приемной радиостанций, характеристики помех. Вследствие применения аналитических выражений, а также применения ряда аппроксимаций он позволяет осуществлять расчеты достаточно оперативно, что представляется необходимым при решении задач синтеза на множестве альтернатив. Графики, приведенные в статье, иллюстрируют работоспособность предлагаемого методического аппарата и поясняют применяемые в нем аналитические выражения.

Литература

1. Мочалов С.А. Автоматизированный синтез многофункциональной интегрированной радиоэлектронной системы. Методология исследования авиационных комплексов ВМФ. М.: Радиотехника, 2014. - 240 с.
2. Мочалов С.А. Технология и методический аппарат синтеза радиоэлектронного оборудования корабельного комплекса с беспилотными летательными аппаратами», М.: Радиотехника, 2021, № 5 - С. 142-153.
3. Мочалов С.А., Швыряев Д.Н. Методика оптимизации характеристик контейнерных средств РЭП корабельного вертолета» Сборник научных статей по материалам 5 Всероссийской научно-практической конференции «Авионика» 23-25 ноября 2021. Воронеж, ВУНЦ ВВС «ВВА», 2021. - С.213-216.
4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Второе издание. М, СПб, Киев.: изд. дом «Вильямс», 2007. - 1100 с.
5. Зюко А. Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. М.: «Связь», 1972. - 358 с.

References

1. Mochalov S.A. Automated Synthesis of a Multifunctional Integrated Electronic System. Methodology for Studying Naval Aviation Complexes. Moscow: Radio Engineering, 2014. - 240 p.
2. Mochalov S.A. Technology and Methodological Apparatus for Synthesizing Electronic Equipment for a Shipborne Complex with Unmanned Aerial Vehicles, Moscow: Radio Engineering, 2021, No. 5, pp. 142-153.
3. Mochalov S.A., Shvyryaev D.N. Methodology for Optimizing the Characteristics of Containerized Electronic Warfare Systems of a Shipborne Helicopter. Collection of Scientific Articles Based on the Proceedings of the 5th All-Russian Scientific and Practical Conference "Avionics" November 23-25, 2021. Voronezh, VUNC VVS "VVA", 2021. - pp. 213-216.
4. Sklyar B. Digital Communications. Theoretical Foundations and Practical Application. Second Edition. Moscow, St. Petersburg, Kyiv: Williams Publishing House, 2007.- 1100 p.
5. Zyuko A.G. Noise Immunity and Efficiency of Communication Systems. Moscow: "Svyaz", 1972. - 358 p.

МОДЕЛЬ ИДЕНТИФИКАЦИИ СЕТЕВЫХ ПРОТОКОЛОВ В ЗАЩИЩЕННЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ГЕТЕРОГЕННОГО СТЕКИНГА С РАСШИРЕННЫМ ПРИЗНАКОВЫМ ПРОСТРАНСТВОМ

С.Д. Соковнин, Д.А. Иванов, В.Г. Харитоненко, И.А. Брагин

Военный университет радиоэлектроники (ВУРЭ), Череповец, Российская Федерация

Аннотация. В работе предлагается решение распознавания сетевых протоколов в современных условиях шифрования трафика. Основой решения выступает двухуровневая архитектура, реализующая принцип гетерогенного стекинга с элементами блэндинга, комбинирующий разнотипные алгоритмы (XGBoost, Random Forest и MLP) через двухуровневую архитектуру: модели нижнего уровня формируют предсказания для обучения модели верхнего уровня. Ключевой особенностью подхода стало формирование расширенного признакового пространства, дополненного энтропийными, частотными и структурными метриками помимо стандартных статистических характеристик потоков. Актуальность исследования определена внедрением шифрования, ростом объема скрытого трафика, маскировкой протоколов злоумышленниками и недостаточностью традиционных методов анализа, основанных на инспекции полезной нагрузки. Предложенный подход сочетает анализ статистических характеристик потоков (размеры пакетов, временные интервалы), энтропийные оценки полезной нагрузки и частотных паттернов передачи данных с применением базовых классификаторов и нейросетевого алгоритма для повышения точности идентификации протоколов. Эксперименты проводились на наборе данных, включающем 50 тысяч сетевых сессий для 10 различных протоколов: HTTPS, HTTP, SSH, FTP, DNS, SMTP, POP3, NTP, DHCP и ICMP. Выбор протоколов обеспечивает отличительные особенности различных категорий сетевого трафика (веб, удаленный доступ, файлообмен, электронная почта, сетевые сервисы и диагностика). Результаты показали, что предложенная модель демонстрирует на 6–8% более высокую точность по сравнению с лучшими одиночными классификаторами, достигая точности классификации 93,4%. Исследование подчеркивает важность задачи в контексте обеспечения качества обслуживания, обнаружения сетевых аномалий, мониторинга соответствия корпоративным политикам и анализа защищенного трафика в системах информационной безопасности.

Ключевые слова: идентификация сетевых протоколов, защищенный сетевой трафик, гетерогенный стекинг, машинное обучение, XGBoost, Random Forest, многослойный персептрон (MLP), блэндинг, расширенное признаковое пространство, классификация сетевого трафика.

A MODEL FOR NETWORK PROTOCOL IDENTIFICATION IN SECURED COMMUNICATION CHANNELS BASED ON HETEROGENEOUS STACKING WITH AN EXTENDED FEATURE SPACE

S.D.Sokovnin, D.A.Ivanov, V.G.Kharitonenko, I.A.Bragin

Military University of Radio Electronics (VURE), Cherepovets, Russian Federation

Abstract. The paper proposes a solution for network protocol recognition in modern conditions of traffic encryption. The core of the solution is a two-level ensemble architecture implementing the principle of heterogeneous stacking with blending elements, combining diverse algorithms (XGBoost, Random Forest, and MLP) through a two-level architecture:

base-level models generate predictions for training the meta-model. A key feature of the approach is the formation of an extended feature space, supplemented by entropy-based, frequency-based, and structural metrics in addition to standard statistical flow characteristics. The relevance of this research is determined by the widespread adoption of encryption, the growing volume of hidden traffic, protocol obfuscation by malicious actors, and the inadequacy of traditional analysis methods based on deep packet inspection. The proposed approach combines the analysis of statistical flow characteristics (packet sizes, time intervals), entropy estimates of payload data, and frequency patterns of data transmission using base classifiers and a neural network algorithm to improve protocol identification accuracy. Experiments were conducted on a dataset comprising 50 thousand network sessions for 10 protocols: HTTPS, HTTP, SSH, FTP, DNS, SMTP, POP3, NTP, DHCP, and ICMP. The selected protocols provide distinctive characteristics across various network traffic categories (web, remote access, file transfer, email, network services, and diagnostics). The results demonstrate that the proposed model achieves 6–8% higher accuracy compared to the best single classifiers, attaining a classification accuracy of 93.4%. The study highlights the importance of this task in the context of quality of service assurance, network anomaly detection, corporate policy compliance monitoring, and secured traffic analysis in information security systems.

Keywords: network protocol identification, encrypted network traffic, heterogeneous stacking, machine learning, XGBoost, Random Forest, multilayer perceptron (MLP), blending, extended feature space, network traffic classification.

1. Введение

Современные телекоммуникационные системы характеризуются устойчивым ростом объемов сетевого трафика, усложнением архитектур и повсеместным внедрением средств шифрования. Согласно данным многочисленных исследований, доля защищенного трафика в глобальных сетях передачи данных возрастает, достигая 80–90% от общего объема. Протоколы TLS/SSL, обеспечивающие конфиденциальность и целостность передаваемой информации, стали стандартом для большинства интернет-сервисов – от веб-приложений и электронной почты до систем удаленного доступа и файлообмена [1].

Одной из проблем, возникающей в связи с шифрованием трафика, является снижение эффективности традиционных методов его идентификации. Классические подходы, основанные на анализе номеров портов и инспекции полезной нагрузки, утрачивают свою актуальность в условиях, когда информация о протоколе скрыта за шифрованием, а динамическое назначение портов и методы маскировки трафика стали общедоступными инструментами [2]. Распознавание протоколов становится важной задачей в следующих сферах (табл. 1).

Таблица 1. Сферы применения идентификации сетевых протоколов

Сфера	Необходимость применения
Обеспечение качества обслуживания	Разграничение трафика различных приложений
Сетевое администрирование	Анализ структуры трафика, планирование развития сетевой инфраструктуры
Мониторинг сетевых ресурсов	Контроль использования полосы пропускания различными приложениями и сервисами

Оптимизация сетевых процессов	Настройка параметров сети в зависимости от типов передаваемого трафика

Научная гипотеза состоит в том, что разработка модели идентификации сетевых протоколов на основе гетерогенного стекинга и расширенного набора признаков (статистических, энтропийных, частотных и структурных) способна существенно повысить точность классификации протоколов за счет объединения разнотипных алгоритмов машинного обучения.

Целью является разработка и экспериментальное обоснование эффективности модели идентификации сетевых протоколов в защищенных каналах связи на основе гетерогенного стекинга с расширенным признаковым пространством. Для достижения поставленной цели решаются следующие задачи: проектирование расширенного признакового пространства, включающего статистические, энтропийные, частотные и структурные характеристики сетевых сессий; разработка архитектуры модели идентификации протоколов на основе гетерогенного стекинга с оптимальным подбором базовых и мета- классификаторов; реализация программного комплекса для сбора и генерации тренировочных данных, обучения моделей и проведения экспериментов; проведение сравнительного анализа эффективности предложенного подхода с традиционными методами идентификации.

Практическая значимость исследования определяется возможностью внедрения разработанной системы в различные области: при мониторинге и администрировании сетей для анализа структуры трафика; в процессе оптимизации сетевых процессов; в образовательном процессе для изучения характеристик различных сетевых протоколов и методов анализа трафика [3].

2. ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ МЕТОДОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ СЕТЕВЫХ ПРОТОКОЛОВ В ЗАЩИЩЕННЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ И ОБОСНОВАНИЕ ВЫБРАННОГО МЕТОДА

Проведенный анализ показал, что методы идентификации сетевых протоколов в защищенных каналах связи можно условно разделить на три основные категории: сигнатурные подходы, основанные на анализе портов и инспекции полезной нагрузки; статистические методы, использующие математические характеристики потоков данных; машинное обучение, применяющее классификационные алгоритмы для распознавания паттернов сетевого трафика (рисунок 1).

Рис 1. Методы идентификации хэш-функций

Каждый из перечисленных выше обладает характерными преимуществами и ограничениями. Сигнатурные методы, основанные на анализе формальных признаков сетевых соединений, демонстрируют: принципиальную неспособность к идентификации протоколов при использовании динамических портов; неэффективны для работы с зашифрованным трафиком, где полезная нагрузка недоступна для инспекции [4]; не актуальны в современных условиях.

Статистические методы, включающие анализ распределений размеров пакетов, временных интервалов и направленности потоков, имеют следующие недостатки: обладая способностью выявлять статистические закономерности в метаданных

транспортного уровня, требуют значительных объемов данных для анализа; невозможность распознавания пакетов с схожими статистическими характеристиками [5].

Методы машинного обучения представляют собой альтернативный способ в решении задачи идентификации сетевых протоколов [6]. Однако в рамках одиночной модели каждый тип классификатора проявляет специализацию на определенных типах трафика, но не способен обеспечить универсально высокое качество идентификации для всего разнообразия сетевых протоколов.

Выбор гетерогенного стекинга в качестве базового метода для разрабатываемой системы идентификации сетевых протоколов обусловлен преодолением ограничений перечисленных подходов. Теоретической основой данного выбора является принцип разнообразия ансамблей, согласно которому эффективность ансамблевой системы прямо пропорциональна разнообразию составляющих ее моделей и обратно пропорциональна корреляции их ошибок [7]. Архитектура гетерогенного стекинга обеспечивает суммарный эффект за счет комбинации принципиально различных математических подходов к анализу данных. Процесс обучения моделей построен на основе метода блэндинга (рисунок 2) [8].

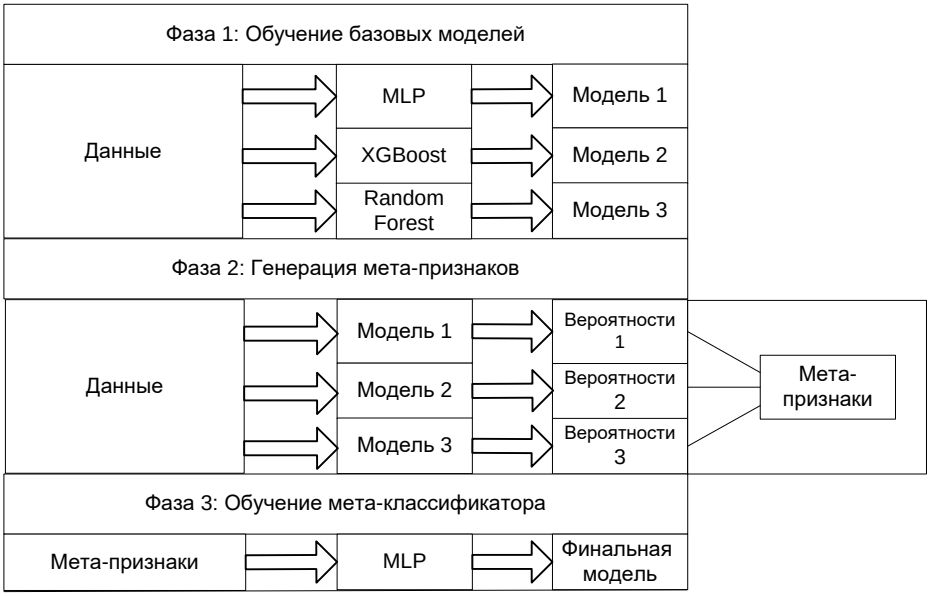


Рис 2. Процесс обучения гетерогенного стекинга

Многослойный персептрон (MLP) эффективен для выявления сложных нелинейных зависимостей в последовательностях пакетов, характерных для современных сетевых протоколов [9]. Случайный лес (Random Forest) обеспечивает устойчивость к шуму и выбросам в данных [10], что особенно важно при анализе сетевого трафика, содержащего аномалии и потери пакетов. Градиентный бустинг (XGBoost) демонстрирует высокую производительность на структурированных паттернах, таких как распределения размеров пакетов и временные интервалы [11]. Такая комбинация позволяет каждой модели специализироваться на определенном аспекте идентификации, создавая комплексную систему анализа. В результате экспериментов предложена схема функционирования гетерогенного стекинга, которая отображает процесс принятия финального решения моделью (рисунок 3).

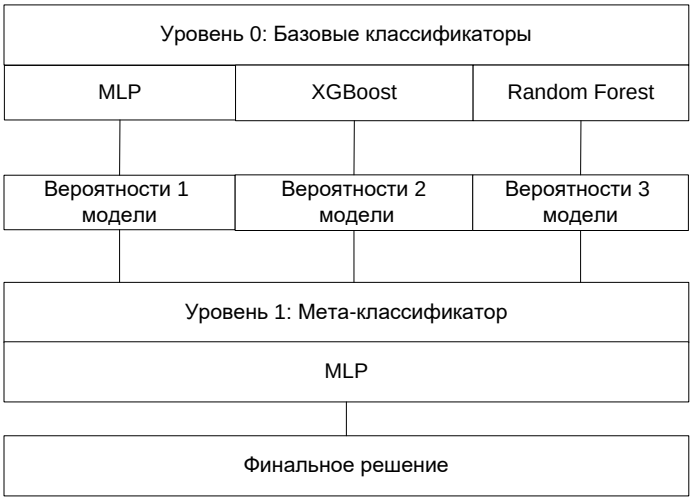


Рис 3. Схема функционирования гетерогенного стекинга

Базовые статистические признаки (размеры пакетов, временные интервалы, количество пакетов в прямом и обратном направлении) оказывают влияние на точность идентификации протоколов, однако расширенное признаковое пространство за счет включения дополнительных характеристик позволяет значительно повысить эффективность процесса идентификации [12]. Энтропийные характеристики позволяют анализировать степень сжатия и шифрования данных, различные для веб-трафика, электронной почты и файлообменных протоколов, в то время как структурные методы выявляют тонкие различия в пакетах и сессиях. Частотные паттерны (периодичность передачи) обеспечивают идентификацию протокольных особенностей, что особенно важно для различения протоколов реального времени. Комбинация статистических, энтропийных, частотных и структурных характеристик позволяет модели обнаружить уникальные особенности каждого протокола, даже если полезная нагрузка зашифрована, где традиционные методы, основанные на DPI (Deep Packet Inspection), демонстрируют наименьшую эффективность [13]. Подготовленные признаки не только повышают точность, но и делают модель интерпретируемой, т.е. обладают способностью указать на основании каких характеристик пакета был сделан вывод. Полный список включенных признаков состоит из 20 характеристик (табл. 2).

Таблица 2. Расширенное признаковое пространство

№	Признак
Статистические признаки (базовые)	
1	Длина пакета (среднее значение)
2	Длина пакета (стандартное отклонение)
3	Длина пакета (минимум)
4	Длина пакета (максимум)
5	Интервалы между пакетами (среднее значение)
6	Интервалы между пакетами (стандартное отклонение)
7	Количество пакетов в прямом направлении
8	Количество пакетов в обратном направлении
9	Соотношение пакетов (вверх/вниз)
Энтропийные признаки	
10	Энтропия Шеннона (первые 256 байт)
11	Энтропия Шеннона (полный поток)
12	Хи-квадрат статистика
13	Энтропия временных интервалов

Частотные признаки	
14	Топ-5 самых частых размеров пакетов
15	Коэффициенты FFT (5 самых низкочастотных компонентов спектра)
16	Периодограмма Ломба-Скагла
17	Автокорреляционная функция (пик)
Структурные признаки	
18	Количество TCP-флагов (SYN, ACK, FIN, PUSH)
19	Паттерны чередования направлений
20	Длительность фаз соединения

Таким образом, выбор гетерогенного стекинга с расширенным признаковым пространством представляет собой целесообразный подход к решению актуальной задачи идентификации сетевых протоколов в защищенных каналах связи, обеспечивающий преимущество перед существующими методами.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ

Экспериментальные исследования проводились на основе исходных данных, которые позволяют провести сравнительный анализ производительности различных методов идентификации сетевых протоколов в защищенных каналах связи (табл. 3).

Таблица 3. Исходные данные для проведения экспериментального исследования

Данные	Значение	Пояснение
Общее количество сетевых сессий	50 тысяч образцов	Выбор объема обусловлен в соответствии с современными работами по классификации трафика [14,15]
Количество протоколов	10 протоколов	HTTPS, HTTP, SSH, FTP, DNS, SMTP, POP3, NTP, DHCP, ICMP
Соотношение обучающей и тестовой частей	85% – обучающая часть 15% – тестовая часть	Обеспечивает достоверность результатов и оценку обобщающей способности модели.
Количество этапов исследования	Процедура тестирования включала 2 этапа	На первом этапе проводилось тестирование отдельных базовых классификаторов – многослойного персептрона (MLP), градиентного бустинга (XGBoost) и случайного леса (Random Forest). На втором этапе оценивалась эффективность предложенного гетерогенного стекинга.

Экспериментальный набор данных объемом 50 000 сетевых сессий был сформирован на основе комбинации публичных датасетов и лабораторной генерации. В качестве базовых источников использовались ISCX VPN-nonVPN2016 [15] и CICIDS2017 [14], содержащие размеченный трафик для протоколов HTTPS, HTTP, SSH, FTP, DNS, SMTP, POP3 и ICMP. Выбор данных датасетов обусловлен их широким использованием в задачах классификации защищенного трафика и наличием детальной разметки на уровне протоколов.

Недостающие классы NTP и DHCP были сгенерированы в лабораторных условиях путем автоматизированного запуска соответствующих сервисов в контролируемой сетевой среде. Для захвата трафика и извлечения признаков использовался инструмент NFStream, позволяющий преобразовывать raw-пакеты в структурированные записи сетевых потоков с набором статистических характеристик (рисунок 3).

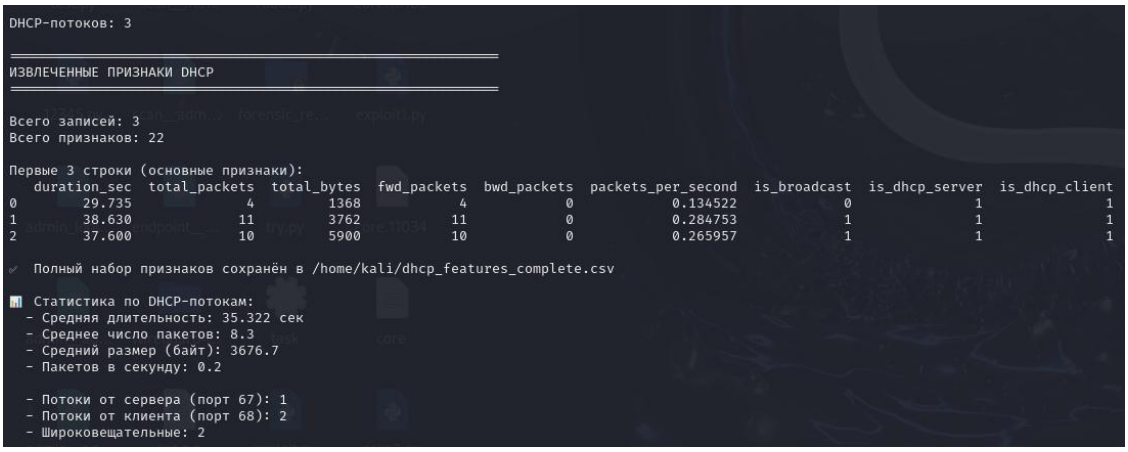


Рис 4. Пример использования инструмента NFStream для DHCP трафика

Критериями оценки служили стандартные метрики классификации: точность (Accuracy), полнота (Recall), F-мера.

Точность (Acc) модели гетерогенного стекинга, определяемая как доля верных предсказаний среди всех сделанных прогнозов, описывается выражением (1).

$$Acc = \frac{(TP + TN)}{(TP + TN + FP + FN)} = 0{,}934, \quad (1)$$

где TP – количество верно идентифицированных протоколов,

TN – количество правильно отвергнутых классов протоколов,

FP – количество ошибочного отнесения к классу протоколов (ошибка 1-го рода),

FN – количество неправильно отвергнутых классов протоколов (ошибка 2-го рода).

Полнота (R), определяемая как доля верных предсказаний среди всех правильных данных, для модели гетерогенного стекинга описывается выражением (2).

$$R = \frac{TP}{(TP + FN)} = 0{,}931 \quad (2)$$

F-мера (F_1), являющаяся средним значением точности и полноты, для модели гетерогенного стекинга определяется выражением (3)

$$F_1 = \frac{2 \times Acc \times R}{(Acc + R)} = 0{,}932 \quad (3)$$

Таким образом, результаты экспериментального исследования продемонстрировали существенное преимущество гетерогенного стекинга перед одиночными классификаторами. Многослойный персептрон показал точность классификации 86,4%, при этом значения полноты и F-меры составили 86,1% и 86,2% соответственно. Градиентный бустинг продемонстрировал лучшие результаты среди одиночных классификаторов с точностью 87,9%, полнотой 87,6% и F-мерой 87,7%. Случайный лес занял промежуточное положение с показателями 87,1%, 86,8% и 86,9% для точности, полноты и F-меры соответственно.

Экспериментально подтверждено, что использование полного набора из 20 признаков позволяет достичь на 13–15% более высокой точности (табл. 3) по сравнению с базовым набором из 6 статистических характеристик (средний размер пакета, стандартное отклонение размеров пакетов, средний временной интервал, стандартное отклонение интервалов, количество пакетов в прямом и обратном направлении).

Таблица 4. Результаты эксперимента по оценке расширенного признакового пространства

Протокол	Точность (базовые 6 признаков)	Точность (полные 20 признаков)
HTTPS	0,8234	0,9543
HTTP	0,8123	0,9432

SSH	0,7987	0,9215
FTP	0,8012	0,9256
DNS	0,8567	0,9678
SMTP	0,7934	0,9123
POP3	0,7889	0,9056
NTP	0,8456	0,9512
DHCP	0,8321	0,9412
ICMP	0,8645	0,9678

Проведенное исследование позволило достигнуть поставленной цели, а именно разработана и экспериментально обоснована эффективность модели идентификации сетевых протоколов в зашифрованных каналах связи на основе гетерогенного стекинга с расширенным признаковым пространством.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе выполнения исследования разработана и экспериментально обоснована модель идентификации сетевых протоколов в защищенных каналах связи на основе гетерогенного стекинга с расширенным признаковым пространством. Проведённый анализ современного состояния проблемы подтвердил актуальность задачи в связи с повсеместным внедрением шифрования и ограниченной эффективностью традиционных методов анализа трафика.

Литература

1. Global Internet Phenomena Report. AppLogic Networks. https://www.applogicnetworks.com/global-internet-phenomena-report-2024, 10.09.2025.
2. Гун Би. Лю Ц., Танг С., Ю М., Гун Х., Хуан М. Журнал электроники и информационных технологий. https://jeit.ac.cn/en/article/doi/10.11999/JEIT250416, 30.11.2025
3. Pluskal, J., Lichtner, O., Rysavy, O. Traffic Classification and Application Identification in Network Forensics. Advances in Digital Forensics XIV. Cham, Switzerland.2018. Vol. 532. 161-179 p.
4. Moore A.W., Papagiannaki K. Toward the Accurate Identification of Network Applications. Passive and Active Network Measurement Berlin, Heidelberg: Springer, 2005. Vol. 3431. 41-54 p.
5. Dainotti A., Pescape A., Claffy K.C. Issues and future directions in traffic classification. IEEE Network. 2012. Vol. 26, № 1. 35–40 p.
6. Williams N., Zander S., Armitage G. A preliminary performance comparison of five machine learning algorithms for practical IP traffic flow classification. ACM SIGCOMM Computer Communication Review. 2006. Vol. 36, № 5. 5–16 p.
7. Wolpert D.H. Stacked generalization. Neural Networks. 1992. Vol. 5, № 2. 241–259 p.
8. Дьяконов А.Г. Стекинг (Stacking) и блендинг (Blending). https://dyakonov.org/2017/03/10/стекинг-stacking-и-блендинг-blending/, 15.04.2025.
9. Подсевалов А. Г., Киселёв М. А., Иванов А. В. Применение нейронной сети Multilayer Perceptron (MLP) для обнаружения и классификации киберугроз в сетевом трафике //Журнал, Безопасность цифровых технологий, 2024 г. – № 4 (115). – С. 37-65.
10. Wang Y., Xiang Y., Zhang J., Zhou W., Wei G., Yang L.T. Internet traffic classification using machine learning: A survey. IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2017. Vol. 19, № 4. 2237–2271 p.

11. Chen T., Guestrin C. XGBoost: A Scalable Tree Boosting System. Proceedings of the 22nd ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining. San Francisco, USA: ACM, 2016. 785–794 p.
12. Курапов А. А. Классификация трафика по характеристикам смежных потоков / Курапов А. А., Шамсимухаметов Д. Р., Любогощев М. В., Банков Д. В., Хоров Е. М. // Журнал, Информационные процессы, 2024, Т. 24, № 1. – С. 73-83
13. Kriti Awasthi. Is Deep Packet Inspection Obsolete? Exploring Modern Security Alternatives. https://fidelissecurity.com/cybersecurity-101/network-security/is-deep-packet-inspection-obsolete, 09.09.2025
14. Sharafaldin I., Lashkari A.H., Ghorbani A.A. Toward Generating a New Intrusion Detection Dataset and Intrusion Traffic Characterization.Proceedings of the 4th International Conference on Information Systems Security and Privacy (ICISSP). – Purtogal: SciTePress, 2018. 108–116 p.
15. Lashkari A.H., Gil G.D., Mamun M.S.I., Ghorbani A.A. Characterization of Encrypted and VPN Traffic Using Time-Related Features. Proceedings of the 2nd International Conference on Information Systems Security and Privacy (ICISSP). – Rome: SciTePress, 2016. 407–414 p.

REFERENSE

1. Global Internet Phenomena Report. AppLogic Networks. Available at: https://www.applogicnetworks.com/global-internet-phenomena-report-2024, 10.09.2025.
2. Gong B., Liu J., Tang X., Yu M., Gong H., Huang M. Intelligent Analysis Technologies for Encrypted Traffic: Current Status, Advances, and Challenges. Journal of Electronics & Information Technology. Available at: https://jeit.ac.cn/en/article/doi/10.11999/JEIT250416,30.11.2025.
3. Pluskal J., Lichtner O., Rysavy O. Traffic Classification and Application Identification in Network Forensics. Advances in Digital Forensics XIV. Cham, Switzerland: Springer, 2018. Vol. 532. P. 161–179.
4. Moore A.W., Papagiannaki K. Toward the Accurate Identification of Network Applications. Passive and Active Network Measurement. Berlin, Heidelberg: Springer, 2005. Vol. 3431. P. 41–54.
5. Dainotti A., Pescape A., Claffy K.C. Issues and future directions in traffic classification. IEEE Network. 2012. Vol. 26, No. 1. P. 35–40.
6. Williams N., Zander S., Armitage G. A preliminary performance comparison of five machine learning algorithms for practical IP traffic flow classification. ACM SIGCOMM Computer Communication Review. 2006. Vol. 36, No. 5. P. 5–16.
7. Wolpert D.H. Stacked generalization. Neural Networks. 1992. Vol. 5, No. 2. P. 241–259.
8. Dyakonov A.G. Stacking and Blending. Available at: https://dyakonov.org/2017/03/10/стекинг-stacking-и-блендинг-blending/, 15.04.2025.
9. Podsevalov A.G., Kiselyov M.A., Ivanov A.V. Application of Multilayer Perceptron Neural Network for Cyber Threat Detection and Classification in Network Traffic. Digital Technology Security Journal. 2024. No. 4 (115). P. 37–65.
10. Wang Y., Xiang Y., Zhang J., Zhou W., Wei G., Yang L.T. Internet traffic classification using machine learning: A survey. IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2017. Vol. 19, No. 4. P. 2237–2271.
11. Chen T., Guestrin C. XGBoost: A Scalable Tree Boosting System. Proceedings of the 22nd ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining. San Francisco, USA: ACM, 2016. P. 785–794.

12. Kurapov A.A., Shamsimukhametov D.R., Lyubogoshchev M.V., Bankov D.V., Khorov E.M. Traffic Classification Based on Adjacent Flow Characteristics. Information Processes Journal. 2024. Vol. 24, No. 1. P. 73–83.
13. Awasthi K. Is Deep Packet Inspection Obsolete? Exploring Modern Security Alternatives. Available at: https://fidelissecurity.com/cybersecurity-101/network-security/is-deep-packet-inspection-obsolete,09.09.2025.
14. Sharafaldin I., Lashkari A.H., Ghorbani A.A. Toward Generating a New Intrusion Detection Dataset and Intrusion Traffic Characterization. Proceedings of the 4th International Conference on Information Systems Security and Privacy (ICISSP). Portugal: SciTePress, 2018. P. 108–116.
15. Lashkari A.H., Gil G.D., Mamun M.S.I., Ghorbani A.A. Characterization of Encrypted and VPN Traffic Using Time-Related Features. Proceedings of the 2nd International Conference on Information Systems Security and Privacy (ICISSP). Rome: SciTePress, 2016. P. 407–414.

ОЦЕНКА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ЭКСТРЕМАЛЬНОГО ВОЗРАСТАНИЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКОГО ТРАФИКА

Ю.А.Тамм

ЗАО «МНИТИ», Москва, Россия

Аннотация. Рассмотрены вопросы оценки реальной пропускной способности мультисервисной сети связи городского уровня при спонтанном возникновении потребности в передаче больших значений входящего трафика, вызванного различного рода внешними экстремальным\и ситуациями. Анализируются требования к построению сети, исходя из заданного запаса её устойчивости к информационным перегрузкам. Проведена дифференциальная оценка пропускной способности сети в зависимости от структуры пула информационных услуг, предоставляемого сетью в условиях перегрузки системы. Представлена методика статистической оценки функционирования сети в зависимости от прогнозов возникновения экстремальных ситуаций, приводящих к непредвиденному возрастанию пользовательского трафика. В качестве примера применения проведенного анализа оговорена работа одной из крупнейших московских мультисервисных оптоволоконных инфокоммуникационных сетей в условиях информационной перегрузки.

Ключевые слова: Мультисервисная инфокоммуникационная сеть, перегрузка сети, трафик, пропускная способность, часы наибольшей нагрузки, сетевые узлы.

EVALUATION OF THE BANDWIDTH OF A MULTISERVICE INFOCOMMUNICATION NETWORK IN CONDITIONS OF AN EXTREME INCREASE IN USER TRAFFIC

Y.A. Tamm

MNITI, Moscow, Russia

Abstract. The issues related to the evaluation of the actual bandwidth of a multiservice urban-level communication network in the event of an unforeseen need to transmit large amounts of network traffic caused by various kinds of extreme situations are considered. The requirements for building a network are analyzed based on a given margin of its resistance to information overload. A differential assessment of the network capacity was carried out depending on the structure of the pool of information services provided by the network in conditions of system overload. A methodology for statistical evaluation of network functioning is presented depending on forecasts of extreme situations leading to an unforeseen increase in user traffic. As an example of the application of the analysis, the operation of one of the largest Moscow multiservice fiber-optic infocommunication networks in conditions of information overload is specified.

Keywords: Multiservice infocommunication network, network congestion, traffic, bandwidth, peak load hours, network nodes.

1. Введение

Любая инфокоммуникационная сеть (ИКС) при её проектировании рассчитывается на определённый уровень сетевого трафика с заранее заложенным запасом пропускной способности, ориентируясь, в основном, на заранее предвиденные ситуации (например,

сезонные всплески активности пользователей, прогнозируемые часы наибольшей нагрузки – ЧНН и т.п.) . Однако на практике сеть не застрахована от отдельных трудно прогнозируемых случаев, когда её пропускной способности оказывается недостаточно. Последние могут быть вызваны различными причинами, например, социального, техногенного или экологического характера. При их возникновении потребности в передаче сетевого трафика, подчас, существенно возрастают, намного превышая расчётное значение. Очевидно, в подобных ситуациях часть трафика не может быть передана, т.к. возможности реальной сети всегда ограничены её порогом пропускной способности. Заранее делать этот порог слишком большим экономически не всегда оправдано, поскольку экстремальная ситуация может и не наступить, или наступит с чрезвычайно малой вероятностью , а дополнительные затраты могут быть существенными Здесь все зависит от начальных требований к сети, исходя из которых, при её реализации должен быть выбран разумный компромисс. Вопросам, связанным с подобным компромиссом в плане перегрузки сети при заранее непредсказуемом, экстремальном возрастании потребности в передачи больших объемов пользовательского трафика, посвящено настоящее исследование.

2. Основные положения

Различают потенциальное значение трафика, формируемого пользователями телекоммуникационными услугами и его реальным сетевым значением [1]. Будем рассматривать некое усреднённое значение требуемого для передачи пользовательского трафика – I и его реальную сетевую величину – J, которую может пропустить анализируемая сеть в сложившихся условиях. Очевидно в общем случае $J \le I$.

Функциональная связь значений I и J определяется пропускной способностью сети зависящим, в общем случае, от значения исходного пользовательского трафика. Различают приведённое значение пропускной способности -Р (I) , смысл которого ясен их выражения $J = P(I) \cdot I$ и его абсолютное значение $\mathrm{Р}(I)$:

$$\mathrm{Р}(I) = I \cdot P(I) = J$$

Правильно рассчитанная сеть должна полностью пропускать сформированный пользователями трафик, как в случае его регулярных средневзвешенных значений ($I^{(P)}$), так и при заранее оговоренном возрастании нагрузки, например в часы «пик» - ЧНН ($\mathrm{I}^{(\mathrm{ЧНН})}$):

$$J^{(P)} = I^{(P)}\,;\, J^{(\mathrm{ЧНН})} = I^{(\mathrm{ЧНН})}\,. \qquad (1)$$

Сложнее обстоит дело в условиях экстраординарных ситуаций, связанных с указанными выше непредвиденными обстоятельствами. Потребность в передаче резко возрастающих объёмов информации в таких ситуациях ($\mathrm{I}^{(\mathrm{ЭС})}$) и возможности сети по её трансляции ($\mathrm{J}^{(\mathrm{ЭС})}$) могут существенно различаться: ($\mathrm{I}^{(\mathrm{ЭС})} \gg \mathrm{J}^{(\mathrm{ЭС})}$), причём величина такого различия обратно пропорциональна «запасу прочности» η_I сети, определяемому пропускной способностью её элементов [2]. На практике, подчас, удобнее пользоваться не абсолютными, а относительными величинами. Так можно конкретизировать оговоренный выше параметр - «запас прочности» η_I сети, представив его как:

$$\eta_I = \frac{I^{(\mathrm{ЭС})} - \Delta J^{(\mathrm{ЭС})}}{I^{(\mathrm{ЭС})}} = 1 - \frac{\Delta J^{(\mathrm{ЭС})}}{I^{(\mathrm{ЭС})}}\,.$$

Очевидно, для идеальной, в части пропускной способности, сети $\eta_I = 1$, для ограниченной < 1 , причём это ограничение тем больше чем меньше значение η_I. Настоящий подход удобно применять, например, для сравнительной оценки «запаса прочности» различных сетей одного класса в части их пропускной способности. Для этого должны быть приняты в качестве отправных три вышеуказанных базовых (реперных) параметра, характеризующих интенсивность усредненного пользовательского трафика в различных ситуациях: $I^P, I^{(\mathrm{ЧНН})}, I^{(\mathrm{ЭС})}$. Сопоставляя

указанные параметры можно в сравнении оценить оптимальность разработки ИКС в части обеспечения требуемого «запаса прочности » системы в заданных условиях. Рассмотрим способы оценки значений *I* и соответственно *J* исходя из номенклатуры и объема предоставляемых сетью инфокоммуникационных услуг. Согласно вышеприведённой формуле, для оценки пропускной способности сети, применительно к трафику соединения типа «точка-точка» (индекс «*TT*») можно записать:

$$\mathrm{P}_{TT}(I) = I_{TT} = \frac{1}{2} I_{\Pi_{\mathrm{CP}_{(TT)}}} \cdot N = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{N} I^{(n)}_{\Pi_{CP_{(TT)}}} . \qquad (2)$$

Здесь $\mathrm{P}_{TT}(I)$ – номинальная пропускная способность сети, ориентированной на услугу «*TT*»;

N - количество ассоциированных пользователей сети;

n – условный номер ассоциированного пользователя;

I_{TT}- совокупный пользовательский трафик;

$I_{\Pi_{CP_{(TT)}}}$ - совокупный входящий пользовательский трафик;

$I^{(n)}_{\Pi_{CP_{(TT)}}}$ - входящий трафик *n*-го ассоциированного пользователя.

Коэффициент ½ в (2) «устраняет» двойной учёт встречного трафика при обмене сообщениями между двумя корреспондирующими пользователями системы.

Под ассоциированным пользователем (в дальнейшем просто пользователь) подразумевается группа частных пользователей (кластер) объединённых по территориальному признаку и имеющих доступ к точке присутствия сети только через один ее периферийный объект . Использование понятия «ассоциированного пользователя», впервые введённого Припачкиным Ю.И., позволяет существенно упростить расчёты характеристик ИКС с точки зрения определения их пропускной способности [3]. Для оценки конкретно вещательного трафика (точка-многоточка – индекс «*B*») используем иной подход. Выражение для потенциальной пропускной способности сети принимает здесь такой вид:

$$\mathrm{P}_{(B)}(I) = I_{(B)} = I^{(M)}_{\Pi_{CP_{(B)}}} \cdot v_B \cdot M .$$

M - общее количество магистральных узлов сети;

v_B - коэффициент, отражающий усредненную долю магистральных узлов через который проходит совокупный вещательный трафик от централизованных вещательных источников;

$I^{(M)}_{\Pi_{CP_{(B)}}}$ - усреднённый трафик, проходящий через один магистральный узел сети.

Для смешанной сети («*TT*» + «*B*») совокупное значение $\mathrm{P}^{(C)}$ при этом будет:

$$\mathrm{P} = \mathrm{P}_{(TT)} + \mathrm{P}_{(B)} = \frac{1}{2} I_{\Pi_{\mathrm{CP}_{(TT)}}} \cdot N + I^{(M)}_{\Pi_{CP_{(B)}}} \cdot v_B \cdot M .$$

Учитывая, что обычно в иерархических ИКС $N >> \upsilon_B \cdot M$ для случаев, когда $I_{\Pi_{\mathrm{CP}_{(TT)}}}$ и $I^{(M)}_{\Pi_{CP_{(B)}}}$ соизмеримы, что, как правило, имеет место на практике, можно принять:

$$\mathrm{P} \cong \mathrm{P}_{(TT)} = \frac{1}{2} I_{\Pi_{\mathrm{CP}_{(TT)}}} \cdot N . \qquad (3)$$

Используем понятие интенсивности трафика частного пользователя $I^{(\Delta)}_{i_j}$ по *i*–й услуге для *j*- скорости [3]. В обобщённом виде выражение для $I^{(\Delta)}_{i_j}$ как функции I_{i_j} можно представить следующим образом:

$$I_{i_j}^{(\Delta)} = \sum_{i=1}^{k_y} \lambda_i \sum_{j=1}^{k_b} \mu_{i_j} I_{i_j} \ .$$

Здесь:

i– текущий номер услуги из общего пула услуг размером k_y $i \in (1 \div k_y)$;

j – текущий номер типовой скорости информационного обмена для i–услуги $j \in (1 \div k_b)$;

k_y - объем общего пула услуг в кластере;

μ_{i_j}- частость использования условно j–й типовой скорости обмена информацией (b_j) при предоставлении i–й услуги $j \in (1 \div k_b)$;

k_b - объем пула стандартных скоростей используемых при предоставлении услуг;

λ_i - частость предоставления условно i–й услуги $\mathrm{i} \in (1 \div \mathrm{k_y})$.

Таким образом, имеем окончательно:\

$$I_{\Pi_{\mathrm{СР}}} = \sum_{i=1}^{k_y} \lambda_i \sum_{j=1}^{b_i} \mu_{i_j} \cdot I_{i_j}^{(\Delta)} \qquad (4)$$

Особенностью (4) является то, что в приведённых выражениях учитываются лишь усреднённые во времени (и, естественно, по ансамблю) значения искомого параметра. Это позволяет оценивать только среднее значение пропускной способности системы - $\mathrm{P}^{(C)}$, что, однако, в рассматриваемом случае и требуется. Возвращаясь к (3), можно записать:

$$\mathrm{P}^{(\mathrm{C})} = \frac{1}{2} \mathrm{I}_{\Pi_{\mathrm{СР}}} \cdot \mathrm{N} \ . \qquad (5)$$

Теперь можно перейти к оценке оговоренного в начале искомого параметра, характеризующего предельно возможную производительность сети - $\widehat{\mathrm{P}}^{(C)}$. Как указывалось, этот параметр в сопоставлении с $\mathrm{P}^{(C)}$ является мерой достаточности пропускной способности системы в обеспечение требуемой пользовательской нагрузки (условие безотказности в обслуживании трафика). Для оценки $\widehat{\mathrm{P}}^{(C)}$, очевидно, нужно иметь данные о предельном значении $I_{\Pi_{\mathrm{СР}}}$, достигаемом с наперёд заданной вероятностью $\rho_{\mathrm{КР}}$ своей пиковой величины $\hat{I}_{\Pi_{\mathrm{СР}}}$. С целью определения $\hat{I}_{\Pi_{\mathrm{СР}}}$ используем статистический подход, составляющий основу настоящей методики. В случайно выбираемой точке доступа системы, соответствующей условно n-му кластеру пользователя $n \in (1 \div N)$, за некоторый, достаточно длительный (будет оговорено ниже) интервал времени, требуется определить пошагово с временной градацией Δ_{t} текущую величину интенсивности пользовательского трафика $I_{(.)}(m_\Delta)$**,** причём отдельно входящего $I_{(.)}^{(\mathrm{ВХ})}(m_\Delta)$ и отдельно исходящего $\mathrm{I}_{(.)}^{(\mathrm{ИСХ})}(\mathrm{m}_\Delta)$ для i–й услуги по j–й типовой скорости обмена (далее для краткости будем обозначать [i/j]). В нижеприводимых формулах: Δ_t - единичный элементарный интервал измерения величины трафика; m_Δ - текущий номер измерений в цикле общим размером $M\Delta_i$, $m_\Delta \in (1 \div M)$. На первом этапе анализа, в рамках выбранного «сервисного фрагмента» [i/j], сформируем две оговоренные выше функции применительно к некоему условному интервалу -$m_\Delta \cdot \Delta_t$:

$$I_{i_j}^{(\mathrm{ВХ})}(m_\Delta)\Big|_r^n \text{ и } I_{i_j}^{(\mathrm{ИСХ})}(m_\Delta)\Big|_r^n ,$$

где r - условный номер соответствующего частного пользователя из n –го кластера. Учитывая, что типовая мультисервисная сеть в её транспортной части инвариантна к направлению движения пользовательского трафика, путём объединения обеих функций и усреднения по r и n находим усреднённые временные зависимости значений $\hat{I}_{i_j}$ и совокупного квадратичного отклонения этих значений σ_{i_j} для «данного сервисного фрагмента» [i/j].

$$I_{i_j}(m_\Delta) = \frac{1}{2}\left[I_{i_j}^{(\text{ИСХ})}(m_\Delta)\Big|_r^n + I_{i_j}^{(\text{ВХ})}(m_\Delta)\Big|_r^n\right]$$
$$\sigma_{i_j}(m_\Delta) = \sqrt{\sigma_{i_j}^{(\text{ИСХ})}(m_\Delta)^2 + \sigma_{i_j}^{(\text{ВХ})}(m_\Delta)^2} \quad (6)$$

Осуществляя объединение выражений из (6) по всем j, с учётом соответствующих весовых коэффициентов μ_{i_j}, определяем:

$$\bar{I}_i(m_\Delta) = \sum_{j=1}^{k_{i_j}} \mu_{i_j} I_{i_j}(m_\Delta)$$
$$\sigma_i(m_\Delta) = \sqrt{\sum_{j=1}^{k_{i_j}} \mu_{i_j}\sigma_{i_j}^2(m_\Delta)} \quad (7)$$

Аналогичная операция, но уже по всем i, с коэффициентом λ_i приводит к следующим обобщённым выражениям:

$$\bar{I}_n(m_\Delta) = \sum_{i=1}^{k_i} \lambda_i I_i(m_\Delta)$$
$$\sigma_n(m_\Delta) = \sqrt{\sum_{i=1}^{k_i} \lambda_i \sigma_i^2(m_\Delta)} \quad (8)$$

Здесь $\bar{\mathrm{I}}_\mathrm{n}(\mathrm{m}_\Delta)$ и $\sigma_\mathrm{n}(\mathrm{m}_\Delta)$ - искомые дискретные временные зависимости распределения по циклу $Mm\Delta_t$ величин пользовательского трафика и инцидентных им среднеквадратичных отклонений, усреднённых по всему пулу [i/j] с соответствующими весами $(\lambda_\mathrm{i}, \mu_\mathrm{i_j})$. Используя (8), путём усреднения во времени по всей длине цикла M при выбранном Δ_t можно найти значение $I_{\Pi_{\mathrm{CP}}}$, являющееся промежуточной целью на данном этапе рассмотрения:

$$I_{\Pi_{\mathrm{CP}}} = \frac{1}{M}\sum_{m_\Delta=1}^{M} \bar{I}_n\,(m_\Delta.)$$

Определим теперь другой искомый параметр – пиковое значение усреднённого пользовательского трафика - $\hat{I}_{\Pi_{CP}}$. Учитывая, что выражение для $I_{\Pi_{CP}}$ получено как суперпозиция большого числа сопоставимых случайных событий, в соответствии с Центральной предельной теоремой Ляпунова, можем воспользоваться нормальным законом для оценки искомого предельного значения. Из (8) следует:

$$\hat{I}_{\Pi_{\mathrm{CP}}} = \max_{m_\Delta}[\bar{I}_n(m_\Delta^{max}) + \sigma_n(m_\Delta^{max})\left|\begin{matrix}\Phi(x)\\ \rho = \rho_{\text{кр}}\end{matrix}\right|. \quad (9)$$

Здесь $\left|\begin{matrix}\Phi(x)\\ \rho = \rho_{\text{кр}}\end{matrix}\right|$ - функция обратная интегралу Гаусса, отражающая степень увеличения приращения значения $\sigma_n(m_\Delta)$ при котором $I_{\Pi_{CP}}$ не превышает оцениваемой предельной величины с определённой, наперёд заданной, вероятностью $\rho_{\text{кр}}$. Например, для известного правила «трёх сигм», когда $\rho_{\text{кр}} = 0{,}997$ предельная величина $\hat{I}_{\Pi_{CP}}$составит:

$$\hat{I}_{\Pi_{\mathrm{CP}}}^{3\sigma} = \hat{I}_n(m_\Delta^{max}) + 3\sigma_n(m_\Delta^{max}).$$

Полученное значение $\hat{I}_{\Pi_{CP}}$ позволяет вычислить (по формуле (5)) искомую предельную производительность сети - $\widehat{\mathrm{P}}^{(C)}$ для заданных условий. Сопоставив её с текущей пропускной способностью - $\mathrm{P_C}$, можно окончательно определить искомые условия безотказности системы в обслуживании трафика с вероятностью не менее $\rho_{\text{кр}}$.

$$\mathrm{P}^{(\mathrm{C})} = \frac{1}{2}\hat{\mathrm{I}}_{\Pi_{\mathrm{CP}}} \cdot \mathrm{N} \leq \widehat{\mathrm{P}}^{(\mathrm{C})}$$

3. Заключение

Приведённая методика при всей её кажущейся громоздкости является достаточно удобной в реализации. В соответствии с изложенным, для измерений первичных параметров трафика предполагается введение в оборудование точек доступа к сети относительно несложных программных утилит, которые в автоматическом режиме, круглосуточно снимают, обрабатывают и передают в центр сбора данных значения текущего пользовательского трафика. Следует, однако, заметить, что в некоторых типах современного сетевого оборудования подобные утилиты уже встроены и требуется лишь соответствующим образом обработать собираемую ими информацию. Наряду с оценкой пользовательского трафика, естественно, требуется измерять и загрузку узловой структуры сети, отражающей пропускную способности системы. Эту операцию, как правило, штатно осуществляет Центр управления сетью. На основании полученных таким образом совокупным данным, в соответствии с настоящей методикой, может быть осуществлена оценка достаточности реальной пропускной способности сети и рассчитаны предельные ее возможности. В качестве цикла измерения, обычно, выбираются сутки, а Δ_{t} составляет 1 час. Количество циклов измерений k_{i_j}, определяющих величину T_i, варьируется в зависимости от задаваемой величины σ_n и требуемой точности анализа. Описанный выше подход по оценке устойчивости к перегрузкам сетевой инфокоммуникационной структуры нашёл применение при исследовании соответствующих характеристик одной из крупнейших московских мультисервисных оптоволоконных сетей связи – АКАДО, как на начальных, так и на последующих этапах её развития.

Литература

1. Тамм Ю.А. «Моделирование и оптимизация систем сверхвысокоскоростных телекоммуникационных каналов при априори минимальных исходных данных»//Вопросы оборонной техники. –серии 3 выпуск 3 (381) - 2004г
2. Тамм Ю.А. «Стохастическая оценка пропускной способности мультисервисной инфокоммуникационной сети как функции интенсивности совокупного пользовательского трафика»// Проектирование и технология электронных средств. – Владимир,–№2, -2021, с.9-12
3. Припачкин Ю.И. «Усредненная оценка интенсивности пользовательского трафика в проектируемых городских кабельных инфокоммуникационных сетях»//Вопросы оборонной техники. –серии 3 выпуск 3 (316) – 2000г.

References

1. Tamm Y.A. «Modeling And Optimization of The System of Ultra-High-Speed Trunk Channels With a Priori Minimal Initial Data»// Questions of defense technology. // Moscow. –series 3 issues 2(381), - 2014.
2. Tamm Y.A. «Stochastic Estimation of The Bandwidth of a Multiservice Infocommunication Network as a Function of The Intensity of Aggregate User Traffic»//Design and Technology of Electronic Facilities, Vladimir, No. 2, 2021, pp. 9-12
3. Pripachkin Y.I. "Average estimation of user traffic intensity in projected urban cable infocommunication networks"//Questions of defense technology.// Moscow. –series 3 issues 3(316), - 2000

МОДЕЛЬ РАДИОТРАКТА БОРТОВОГО РЕТРАНСЛЯТОРА

Ю. С. Русов, П. П. Куренков

Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана,
Москва, Россия

Аннотация. В работе представлены схемы построения тракта бортового ретранслятора системы спутниковой связи на основе программно-определяемого устройства и дискретных СВЧ компонентов. Целью исследования является проведение анализа эффективности работы каждого из технических решений, основанного на полученных выходных данных. Предложена модель радиотракта, позволяющая проводить качественную оценку схем в различном исполнении.

Ключевые слова: система спутниковой связи; бортовой ретранслятор; программно-определяемое радио, система на кристалле.

THE MODEL OF AN ON-BOARD REPEATER RADIO PATH

Yu. S. Rusov, P. P. Kurenkov

Bauman Moscow State Technical University (BMSTU), Moscow, Russia

Abstract. This paper presents schematics for constructing an onboard repeater channel for a satellite communications system based on a software-defined device and discrete microwave components. The aim of the study is to analyze the performance of each technical solution based on the obtained output data. A radio path model is proposed that enables a qualitative evaluation of various circuit designs.

Keywords: satellite communication system; onboard repeater; software-defined radio; system on chip.

1. Введение

На сегодняшний день спутниковая связь остаётся одной из самых доступных коммуникационных платформ. Её главным преимуществом является возможность обеспечить стабильную и надёжную связь для абонентов в любой точке мира при реализации различных типов информационных линий от магистральных каналов передачи данных до IP-телефонии. Такое преимущество обеспечивается отсутствием привязки связи к конкретной местности, тем самым позволяя охватить труднодоступную местность, где построение других систем связи невозможно.

По прошествии времени возрастает потребность в передаче всё большего количества информации и обслуживании увеличивающегося числа пользователей. Это создаёт необходимость в создании новых подходов в проектировании спутниковых аппаратов. Одним из таких современных решений является вывод на низкую околоземную орбиту большого числа малых космических аппаратов, образующих спутниковые группировки. Такое решение позволило обеспечить большое количество высокочастотных потоков данных, как для пользователей, так и для различных сервисов [1], а также уменьшить затраты на производство и запуск космических аппаратов.

С целью повышения качества связи продолжается совершенствование спутниковых ретрансляторов с применением новой элементной базы. Одним из возможных способов улучшения таких систем является применение программно-определяемого радио (Software-defined radio, SDR). Внедрение данной технологии

позволяет изменять различные технические характеристики устройств при помощи программного обеспечения [2].

В составе SDR присутствуют программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Их использование позволяет перепрограммировать устройства для адаптации под новые условия и задачи, обеспечивая распараллеливание работы всех необходимых процессов без изменения электрической схемы аппаратной части платформы. ПЛИС также находят применение в некоторых высокотехнологичных устройствах [3].

Однако, при внедрении новых технологий появляется потребность в оценке и сравнении результатов работы с уже существующими решениями и целесообразности применения новых подходов.

При создании высокоточных устройств каждое принятое техническое решение должно быть качественно смоделировано и оценено. Поскольку ретранслятор является сложным и составным устройством, требуется комплексный подход для получения оценки его качественных показателей и электрических характеристик. Чаще всего анализ предлагаемых решений происходит раздельно. Цифровая обработка сигнала моделируется с использованием линеаризованных идеализированных моделей [4]. При моделировании прохождения сигнала через аналоговые или цифровые компоненты часто не учитывают искажения сигнала, которые возникают при распространении электромагнитных волн в линиях передачи, а входной сигнал представляется в виде идеального монохроматического колебания [5]. В случае, когда влияние линий передачи учитывается, такие элементы представляются в виде чёрных ящиков с известными матрицами рассеяния [6].

Подобное раздробленное представление способно привести к усреднённым или ложно-благоприятным результатам, в конечном счёте существенно отличающимся от экспериментально полученных данных. Поэтому необходимо проводить комплексное сквозное моделирование, позволяющее учесть различные факторы, оказывающие влияния на передаваемый сигнал.

2. Описание работы модели

Для сравнительного анализа предлагается рассмотреть исполнение передающей части радиотракта ретранслятора на базе системы на кристалле (СнК) и его аналог, собранный из дискретных СВЧ компонентов. В качестве СнК используется модуль SDR AD9361, производимой фирмой Analog Devices.

Структурная схема передатчика SDR показа на рисунке 1. Тракт представляет собой квадратурный модулятор и состоит из цифровой и аналоговой частей. В данном исследовании рассматривается только аналоговая часть, начинающаяся с выхода АЦП и заканчивающаяся входом выходного усилителя.

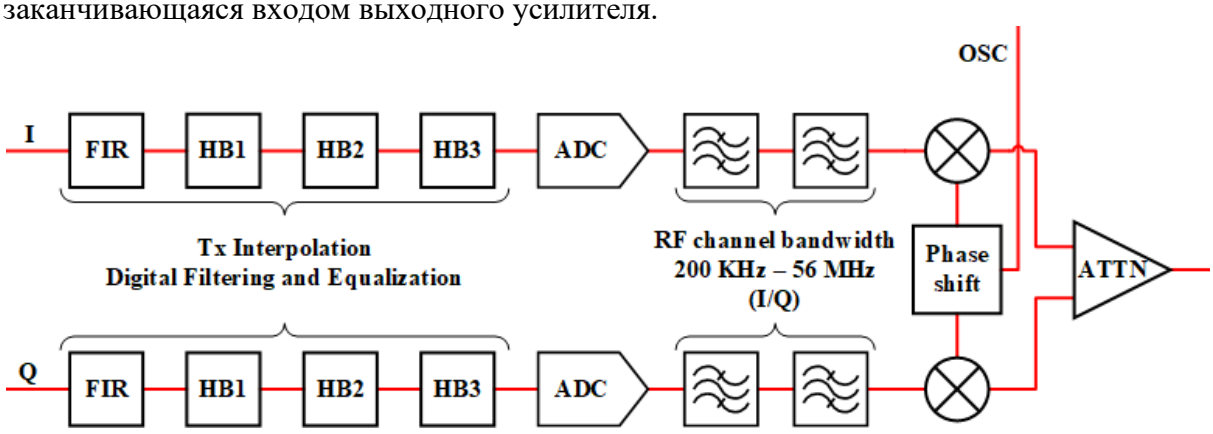


Рис. 1. Схема передающего тракта.

Для получения результатов моделирования тракта из дискретных СВЧ компонентов используются численные методы. Расчёт распространения волны в микрополосковых линиях проводится путём электродинамического моделирования с использованием метода конечного интегрирования (Finite Integration Technique, FIT). Электродинамический анализ активных компонентов системы проводится численным интегрированием системы дифференциальных уравнений, описывающих поведение сосредоточенных RLC-компонентов.

Моделирование тракта в СнК выполняется методом поведенческого моделирования с учётом усреднённых характеристик устройства, измеренных производителем. Отличие такого подхода от решения волновых уравнений заключается в использовании эквивалентных комплексных огибающих, сокращающих время расчёта модели.

Для проведения расчётов и анализа моделей передающего тракта спутникового ретранслятора создана программа, схема работы которой представлена на рисунке 2. Цифровая обработка квадратурных составляющих производится внутри поведенческой модели AD9361 и затем снимается с выхода АЦП для дальнейшей симуляции в модели на дискретных компонентах.

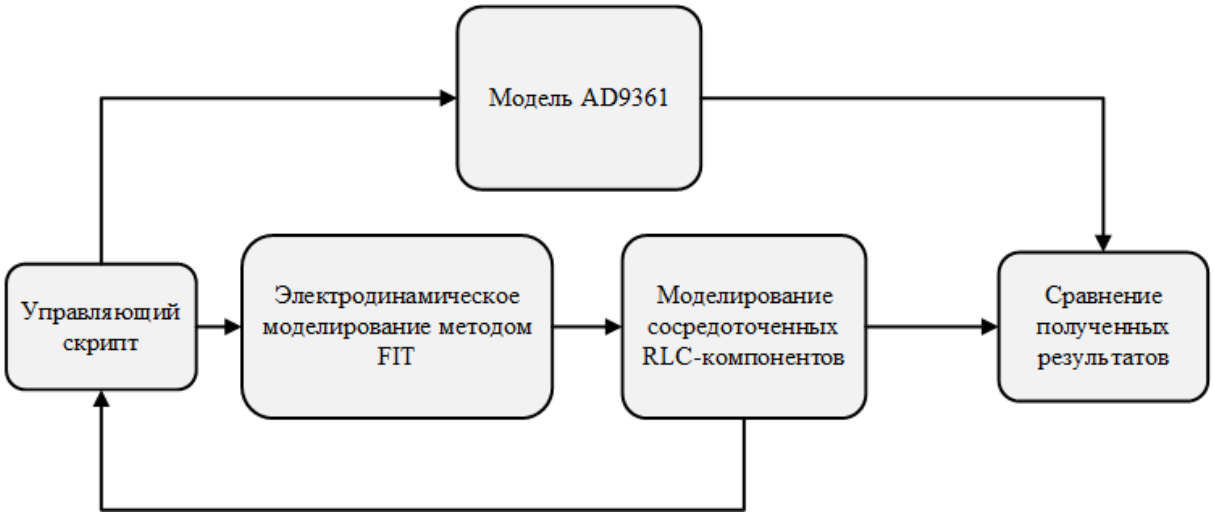


Рис. 2. Схема работы модели анализа тракта.

Расчёт прохождения сигнала через линии передачи проводится решением электродинамических уравнений, при этом амплитуда выходного сигнала пропорциональна корню из его мощности. Однако для моделирование активных компонентов требуется действующее значение уровня сигнала, получаемое согласно формуле:

$$U = \sqrt{WR}, \qquad (1)$$

где U – действующее значение уровня сигнала; W – величина, пропорциональная мощности сигнала; R – согласованное сопротивление линии.

На рисунке 3 представлена схема тракта на дискретных компонентах. Тракт разбивается на ряд узлов, состоящих из радиоэлектронных компонентов и различных отрезков микрополосковой линии. Для сокращения объёма расчётов схема разбита на четыре узла, согласованных на сопротивление 50 ом. Проходящий сигнал подвергается обработке фильтрами Баттерворта третьего и первого порядков в узлах 1 и 2 соответственно. Перенос квадратур с промежуточной частоты на радиочастоту совершается в узле 3. В узле 4 сигналы суммируются на резистивном сумматоре.

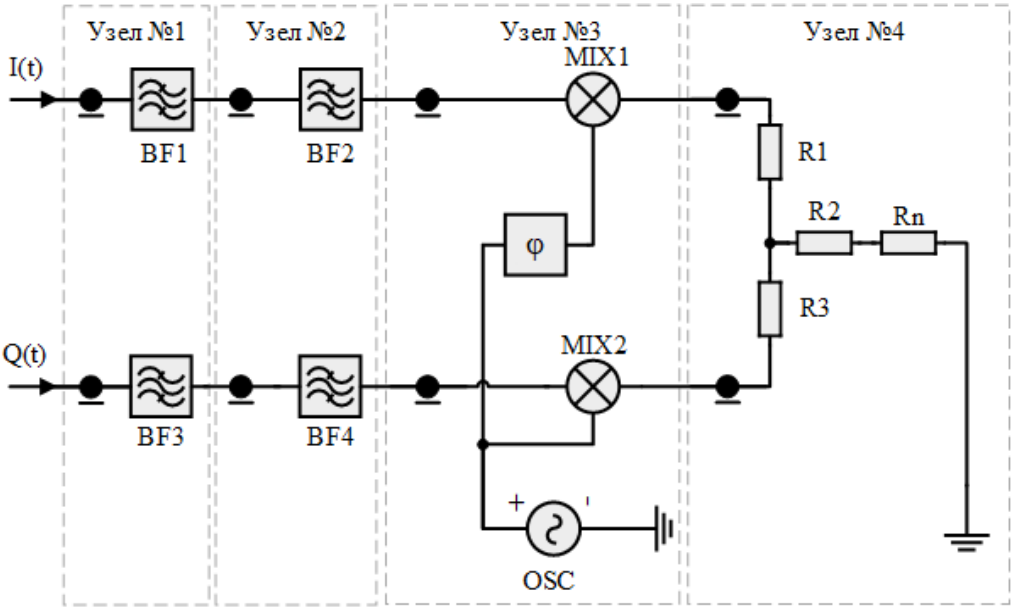


Рис. 3. Схема модели тракта на дискретных компонентах.

3. Проведение моделирования и его результаты

Для оценки точности и качества работы каждой из моделей производится сквозное моделирование. На входы моделей подаётся сгенерированный QPSK сигнал в количестве 10 символов. По окончании моделирования полученный квадратурный сигнал подвергается демодуляции с целью извлечения квадратурных компонент. Т.к. в случае модели с дискретными компонентами размеры линий передач сопоставимы с длиной линии передачи, в сигналах возникают фазовые сдвиги, поэтому перед демодуляцией сигналы должны быть синхронизированы. Данный эффект не наблюдается в СнК ввиду малого размера проводников, составляющих микрометры. Полученные синхронизированные значения представлены на рисунке 4.

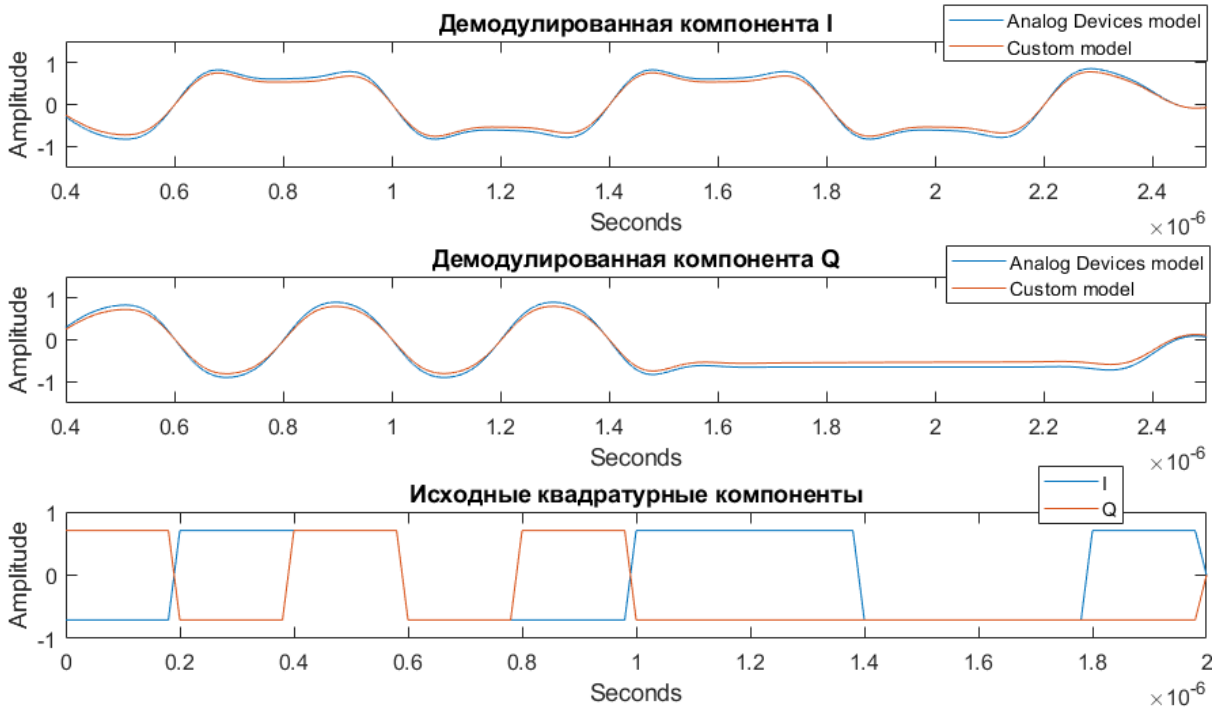


Рис. 4. Демодулированные квадратурные составляющие I и Q.

В качестве критерия оценки точности восстановленных сигналов используется модуль вектора ошибки (EVM), рассчитываемый по формуле:

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{M} \left| \bar{V}_k - \bar{R}_k \right|^2}{\sum_{k=1}^{M} \left| \bar{R}_k \right|^2}}, \quad (2)$$

где R_k – вектор напряжения, соответствующий идеальному опорному положению k-го символа из выборки длиной M; V_k – вектор напряжения, соответствующий измеренному положению k-го символа.

Полученное значение EVM для поведенческой модели AD9361 составило 4,05%, а для модели на дискретных компонентах – 9,16%. Пороговое значение EVM, когда в принятом сигнале могут возникать ошибки, составляет порядка 10%. Полученные значения не выходят за этот предел, однако исполнение передающего канала на дискретных компонентах обязательно требует дополнительного усиления и подстройки фазы, что связано с появлением дополнительных потерь и фазовых сдвигов при распространении сигнала в линиях передачи.

4. Заключение

В статье рассмотрены схемы построения радиотракта ретранслятора космического аппарата системы спутниковой связи, реализованные с применением SDR и на дискретных СВЧ компонентах. Для оценки эффективности работы моделей предложена программная модель, позволяющая оценить влияние тракта распространения сигнала на качество выходного сигнала. Результаты исследования показали, что при использовании СнК по сравнению с дискретным исполнением уменьшаются потери при распространении сигнала в проводнике, а также фазовые сдвиги. Однако предложенная модель учитывает ограниченное число факторов, влияющих на распространение сигнала, и при дальнейшей модернизации их количество может быть увеличено. Одной из возможных модернизаций модели может быть применение нейронных сетей для нахождения решения электродинамических задач, что позволит повысить скорость вычислений.

Литература

1. Liu K., Zhang Y., Lu S. A Dynamic Spatio-Temporal Traffic Prediction Model Applicable to Low Earth Orbit Satellite Constellations. // Electronics, 2025, Vol. 14, 1052. DOI: 10.3390/electronics14051052.
2. RF Systems for Aerospace – Evolving Methods, Techniques and Applications. / S. S, B. Varghese, M. P R, R. S, I. Gopan and J. J. Varghese // 2023 IEEE International Conference on Recent Advances in Systems Science and Engineering (RASSE), 2023. – Pp. 1-5. DOI: 10.1109/RASSE60029.2023.10363497.
3. Rusov Yu. S., Russo D. R., Kurenkov P. P. Development of a Beam Steering System for a Phased Antenna Array with Variable Duration of Control Pulses // 2024 6th International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), 2024. – Pp. 1-6. DOI: 10.1109/REEPE60449.2024.10479954.
4. González G. J., Marino P. C., Caruso C. D. Satellite's SDR Transceiver Design in Gnuradio. // 2025 XXI Workshop on Information Processing and Control (RPIC). San Francisco, Argentina, 2025. – Pp. 1-6. DOI: 10.1109/RPIC67987.2025.11260660.
5. Kuznetsov V. Microstrip Line Modeling Taking into Account Dispersion Using a General-Purpose SPICE Simulator // Journal of Low Power Electronics and Applications (JLPEA), 2025, Vol. 15, № 3. DOI: 10.3390/jlpea15030042.

6. Joshi S., Kulkarni S. Model-Based Design and Simulation of Monopulse Tracking System // IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON), Bangalore, India, 2022. – Pp. 1368-1372. DOI: 10.1109/MAPCON56011.2022.10047153.

REFERENCES

1. Liu, K., Zhang, Y., Lu, S. A Dynamic Spatio-Temporal Traffic Prediction Model Applicable to Low Earth Orbit Satellite Constellations. // Electronics, 2025, Vol. 14, 1052. DOI: 10.3390/electronics14051052.
2. RF Systems for Aerospace – Evolving Methods, Techniques and Applications. / S. S, B. Varghese, M. P R, R. S, I. Gopan and J. J. Varghese // 2023 IEEE International Conference on Recent Advances in Systems Science and Engineering (RASSE), 2023. – Pp. 1-5. DOI: 10.1109/RASSE60029.2023.10363497.
3. Rusov,Yu. S., Russo, D. R., Kurenkov, P. P. Development of a Beam Steering System for a Phased Antenna Array with Variable Duration of Control Pulses // 2024 6th International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), 2024. – Pp. 1-6. DOI: 10.1109/REEPE60449.2024.10479954.
4. González, G. J., Marino, P. C., Caruso, C. D. Satellite's SDR Transceiver Design in Gnuradio. // 2025 XXI Workshop on Information Processing and Control (RPIC). San Francisco, Argentina, 2025. – Pp. 1-6. DOI: 10.1109/RPIC67987.2025.11260660.
5. Kuznetsov, V. Microstrip Line Modeling Taking into Account Dispersion Using a General-Purpose SPICE Simulator // Journal of Low Power Electronics and Applications (JLPEA), 2025, Vol. 15, No. 3. DOI: 10.3390/jlpea15030042.
6. Joshi, S., Kulkarni, S. Model-Based Design and Simulation of Monopulse Tracking System // IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON), Bangalore, India, 2022. – Pp. 1368-1372. DOI: 10.1109/MAPCON56011.2022.10047153.

УПРАВЛЕНИЕ ПАРАМЕТРАМИ ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ 6G СВЯЗИ, ГЕНЕРИРУЕМОГО ПРИ ОПТИЧЕСКОМ ВЫПРЯМЛЕНИИ ДВУХ ФАЗОМОДУЛИРОВАННЫХ ФЕМТОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСОВ В СРЕДЕ С КВАДРАТИЧНОЙ НЕЛИНЕЙНОСТЬЮ

В. В. Лебедев[1], Е. В. Турбина[2]

[1]Филиал ВУНЦ ВВС «ВВА», Сызрань, Россия
[2]Университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье представлен метод генерации терагерцового излучения для систем связи 6G на основе оптического выпрямления двух фазомодулированных фемтосекундных лазерных импульсов в среде с квадратичной нелинейностью. Проведено математическое моделирование взаимодействия оптических импульсов с нелинейной средой, проанализированы влияния длительности, энергии, задержки, чирпа и поляризации импульсов на характеристики ТГц-сигнала.

Ключевые слова: терагерцовое излучение, 6G, оптическое выпрямление, фемтосекундные импульсы, квадратичная нелинейность, чирп, фазовый синхронизм.

CONTROL OF RADIATION PARAMETERS FOR 6G COMMUNICATIONS GENERATED BY OPTICAL RECTIFICATION OF TWO PHASE-MODULATED FEMTOSECOND PULSES IN A MEDIUM WITH QUADRATIC NONLINEARITY

V. V. Lebedev[1], E. V. Turbina[2]

[1]Branch of the Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Syzran, Russia
[2]ITMO University, Saint Petersburg, Russia

Abstract. The article presents a method for generating terahertz (THz) radiation for 6G communication systems based on optical rectification of two phase-modulated femtosecond laser pulses in a medium with quadratic nonlinearity. Mathematical modelling of the interaction between optical pulses and the nonlinear medium is carried out. The influences of pulse duration, energy, delay, chirp, and polarization on the characteristics of the THz signal are analysed.

Keywords: terahertz radiation, 6G, optical rectification, femtosecond pulses, quadratic nonlinearity, chirp, phase matching.

1. Введение

Шестое поколение мобильной связи (6G) предполагает использование терагерцового (ТГц) диапазона частот (0,3–3 ТГц), что открывает возможности для передачи данных со скоростью до нескольких Тбит/с. Ключевой задачей становится эффективная генерация ТГц-излучения с управляемыми параметрами. Один из перспективных методов – оптическое выпрямление фемтосекундных лазерных импульсов в средах с квадратичной нелинейностью ($\chi^{(2)}$) [1]. В данной статье рассматривается управление параметрами ТГц-излучения при использовании двух фазомодулированных фемтосекундных оптических импульсов.

2. Постановка задач исследования

Целью работы является управление профилем ТГц-импульсов путём изменения формы фемтосекундного лазерного излучения, генерируемого при оптическом выпрямлении двух фазомодулированных фемтосекундных импульсов в среде с квадратичной нелинейностью, с целью обеспечения высокоскоростной передачи данных в 6G-сети.

Задачи исследования:

- получить аналитическое выражение для поля ТГц-импульса, генерируемого оптическим выпрямлением при взаимодействии двух фазомодулированных фемтосекундных импульсов;
- исследовать влияние относительной временной задержки между импульсами на форму результирующего сигнала.
- определить ключевые параметры фемтосекундных импульсов, позволяющие целенаправленно формировать заданный профиль ТГц-поля.

3. Физические основы метода

Оптическое выпрямление — процесс генерации квазипостоянного электрического поля (или низкочастотного излучения) в нелинейной среде при воздействии ультракоротких лазерных импульсов (рис. 1) [2].

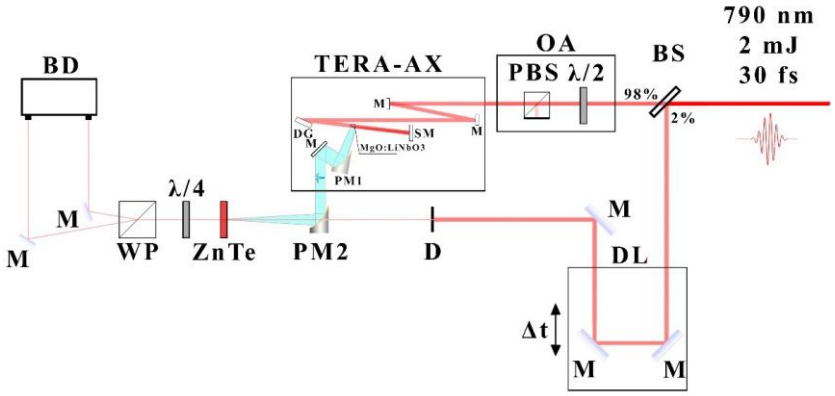


Рис. 1. Схематическое изображение экспериментальной установки для генерации ТГц излучения

В квадратично-нелинейных средах ($LiNbO_3$. GaAs, органические кристаллы) этот процесс описывается нелинейной поляризацией [3]:

$$P_{\mathrm{NL}} = \varepsilon_0 \chi^{(2)} E^2(t),$$

где P_{NL} – нелинейная поляризация; ε_0 – электрическая постоянная; $\chi^{(2)}$ – квадратичная нелинейная восприимчивость; $E(t)$ – электрическое поле оптического импульса.

При использовании двух фазомодулированных импульсов их интерференция создаёт модулированное поле, спектр которого содержит компоненты на разностных частотах, включая ТГц-диапазон.

4. Основные результаты исследований

Рассмотрим взаимодействие двух фазомодулированных фемтосекундных оптических импульсов в среде с квадратичной нелинейностью. Электрическое поле каждого импульса можно записать как [3, 4]:

$$E_j(t,z) = A_j\left(t - z/v_g\right)\exp\left[i\left(k_j z - \omega_j t + \varphi_j(t)\right)\right],\ j = 1,2,$$

где A_j – огибающая импульса; v_g – групповая скорость; k_j, ω_j – волновое число и частота; $\varphi_j(t)$ – фазовая модуляция (например, квадратичная: $\varphi_j(t) = \frac{1}{2}\beta_j t^2$.

В квадратично-нелинейной среде возникает нелинейная поляризация:

$$P_{\text{NL}}(t,z) = \varepsilon_0 \chi^{(2)} E_1(t,z) E_2(t,z).$$

Подставляя поля импульсов, получаем:

$$P_{\text{NL}} = \varepsilon_0 \chi^{(2)} A_1 A_2 \exp\left[i\left(\left(k_1 + k_2\right)z - \left(\omega_1 + \omega_2\right)t + \varphi_1(t) + \varphi_2(t)\right)\right].$$

ТГц-поле $E_{\text{THz}}(t,z)$ генерируется за счёт временной производной нелинейной поляризации:

$$\frac{\partial^2 E_{\text{THz}}}{\partial z^2} - \frac{n_T^2}{c^2}\frac{\partial E_{\text{THz}}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon_0 c^2}\frac{\partial^2 P_{\text{NL}}}{\partial t^2},$$

где n_T – показатель преломления на ТГц-частоте.

В приближении медленно меняющейся амплитуды и пренебрежения дисперсией для ТГц-волны $\left(n_T \approx \text{const}\right)$ уравнение упрощается до:

$$\left(\frac{\partial}{\partial z} + \frac{n_T}{c}\frac{\partial}{\partial t}\right)E_{\text{THz}} = \frac{i\omega_{\text{THz}}\chi^{(2)}}{2\varepsilon_0 n_T c} A_1 A_2 \exp\left(i\Delta k z\right),$$

где: $i\omega_{\text{THz}} = \left|\omega_1 - \omega_2\right|$ – частота ТГц-излучения; $\Delta k = k_1 + k_2 - k_{\text{THz}}$ – расстройка волновых векторов; $k_{\text{THz}} = n_T\,\omega_{\text{THz}}/c$.

Интегрируя по z с начальным условием $E_{\text{THz}}(z=0) = 0$, получаем:

$$E_{\text{THz}}(t,L) = \frac{i\omega_{\text{THz}}\chi^{(2)}}{2\varepsilon_0 n_T c}\int_0^L A_1\left(t - z/v_g\right)A_2\left(t - z/v_g\right)\exp\left(i\Delta k z\right)dz.$$

Для коротких импульсов $\left(\Delta t \ll L/v_g\right)$ можно считать, что задержка $t - z/v_g \approx t$. Тогда:

$$E_{\text{THz}}(t,L) \approx \frac{i\omega_{\text{THz}}\chi^{(2)}}{2\varepsilon_0 n_T c} A_1(t) A_2(t)\frac{\exp\left(i\Delta k L\right) - 1}{i\Delta k L}.$$

Окончательно:

$$E_{\text{THz}}(t,L) = \frac{\omega_{\text{THz}}\chi^{(2)}}{2\varepsilon_0 n_T c} A_1(t) A_2(t)\cdot\frac{\sin\left(\Delta k\, L/2\right)}{\Delta k/2}\exp\left(i\frac{\Delta k L}{2}\right).$$

Если импульсы имеют квадратичную фазовую модуляцию:

$$\varphi_j(t) = \frac{1}{2}\beta_j t^2,$$

то их произведение дает:

$$A_1(t) A_2(t)\exp\left[i\left(\varphi_1(t) + \varphi_2(t)\right)\right] = A_1(t) A_2(t)\exp\left[\frac{i}{2}\left(\beta_1 + \beta_2\right)t^2\right].$$

Тогда ТГц-поле принимает вид:

$$E_{\text{THz}}(t,L) = \frac{\omega_{\text{THz}}\chi^{(2)}}{2\varepsilon_0 n_T c} A_1(t) A_2(t)\cdot\text{sinc}\left(\frac{\Delta k L}{2}\right)\exp\left[\frac{i}{2}\left(\beta_1 + \beta_2\right)t^2 + i\frac{\Delta k L}{2}\right],$$

где $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$.

Амплитуда ТГц-сигнала пропорциональна:

- произведению огибающих оптических импульсов $A_1(t)A_2(t)$;

- нелинейной восприимчивости $\chi^{(2)}$;

- функции $\mathrm{sinc}(\Delta kL/2)$, описывающей синхронизм (максимум при $\Delta k = 0$).

Спектр ТГц-импульса $\tilde{E}_{\mathrm{THz}}(\omega)$ получается Фурье-преобразованием:

$$\tilde{E}_{\mathrm{THz}}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} E_{\mathrm{THz}}(t, L)\exp(-i\omega t)\,dt$$

Для гауссовых импульсов $A_j(t) = A_{0j}\exp\left(-t^2/2\tau_j^2\right)$ и нулевой расстройки $(\Delta k = 0)$ спектр также будет гауссовым с шириной:

$$\Delta\omega_{\mathrm{THz}} \approx \sqrt{\frac{1}{\tau_1^2} + \frac{1}{\tau_2^2}}.$$

Полученное аналитическое выражение для ТГц-поля $E_{\mathrm{THz}}(t, L)$ позволяет управлять амплитудой ТГц-сигнала через интенсивность и синхронизм (Δk); контролировать спектральный состав за счёт фазовой модуляции (β_j); оптимизировать длину кристалла L для максимального преобразования.

Разберём случай, когда на вход в нелинейную среду подаётся сумма двух фазомодулированных фемтосекундных импульсов.

Электрическое поле на входе (z=0) задаётся как сумма двух импульсов:

$$E_{\mathrm{in}}(t) = E_1(t) + E_2(t),$$

где $E_j(t) = A_j(t)\exp\left[i\left(\omega_j t + \varphi_j(t)\right)\right]$, $j = 1, 2$; $A_j(t)$ – огибающая j-го импульса (например, гауссова: $A_j(t) = A_{0j}\exp\left(-t^2/2\tau_j^2\right)$; ω_j – несущая частота; $\varphi_j(t)$ – фазовая модуляция (для квадратичной модуляции: $\varphi_j(t) = 1/2\,\beta_j t^2$, где β_j – параметр чирпа.

В квадратично-нелинейной среде нелинейная поляризация пропорциональна квадрату полного поля:

$$P_{\mathrm{NL}}(t, z) = \varepsilon_0\chi^{(2)}\left[E_1(t, z) + E_2(t, z)\right]^2.$$

Раскрывая квадрат, получаем три слагаемых:

$$P_{\mathrm{NL}}(t, z) = \varepsilon_0\chi^{(2)}\left[E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2\right].$$

Разберём их физический смысл:

1. Компоненты E_1^2 и E_2^2 генерируют излучение на удвоенных частотах $2\omega_1$ и $2\omega_2$ (генерация второй гармоники). Эти компоненты лежат в оптическом диапазоне и не вносят вклад в ТГц-спектр.

2. Компонента $2E_1E_2$ – создаёт поле на разностной $\left(|\omega_1 - \omega_2|\right)$ и суммарной $\left(|\omega_1 + \omega_2|\right)$ частотах. Именно разностная частота попадает в ТГц-диапазон.

Таким образом, для генерации ТГц-излучения важна интерференция двух импульсов.

ТГц-компонента нелинейной поляризации:

$$P_{\mathrm{THz}}(t, z) = 2\varepsilon_0\chi^{(2)}E_1(t, z)E_2(t, z).$$

Подставляя выражения для E_1 и E_2, получаем:

$$P_{\mathrm{THz}} = 2\varepsilon_0\chi^{(2)}A_1\left(t - z/v_g\right)A_2\left(t - z/v_g\right)\exp\left[i\left(\left(\omega_1 - \omega_2\right)t + \left(\varphi_1(t) - \varphi_2(t)\right)\right) + \left(k_1 - k_2\right)z\right].$$

ТГц-поле удовлетворяет волновому уравнению:

$$\left(\frac{\partial}{\partial z}+\frac{n_T}{c}\frac{\partial}{\partial t}\right)E_{\text{THz}}=\frac{i\omega_{\text{THz}}}{2\varepsilon_0 n_T}P_{\text{THz}},$$

где $\omega_{\text{THz}}=\left|\omega_1-\omega_2\right|$.

Решая это уравнение с начальным условием $E_{\text{THz}}\left(z=0\right)=0$, получаем поле на выходе из среды (z=L):

$$E_{\text{THz}}\left(t,L\right)=\frac{i\omega_{\text{THz}}\chi^{(2)}}{n_T c}\int_0^L A_1\left(t-z/v_g\right)A_2\left(t-z/v_g\right)\exp\left[i\Delta k+i\left(\varphi\left(t-z/v_g\right)-\varphi_2\left(t-z/v_g\right)\right)\right]dz,$$

где $\Delta k=k_1-k_2-k_{\text{THz}}$ – расстройка волновых векторов, $k_{\text{THz}}=n_T\omega_{\text{THz}}/c$.

Упрощение для коротких импульсов: если длительность импульсов мала по сравнению с временем прохождения среды $\left(\Delta t\ll L/v_g\right)$, можно считать $t-z/v_g\approx t$. Тогда

$$E_{\text{THz}}\left(t,L\right)\approx\frac{i\omega_{\text{THz}}\chi^{(2)}}{n_T c}A_1\left(t\right)A_2\left(t\right)e^{i\left(\varphi_1(t)-\varphi_2(t)\right)}\int_0^L e^{i\Delta kz}.$$

Интеграл даёт функцию sinc:

$$\int_0^L e^{i\Delta kz}dz=\frac{e^{i\Delta kL}-1}{i\Delta k}=L\cdot\text{sinc}\left(\frac{\Delta kL}{2}\right)e^{i\Delta kL/2}.$$

Окончательно:

$$E_{\text{THz}}\left(t,L\right)=\frac{\omega_{\text{THz}}\chi^{(2)}L}{n_T c}A_1\left(t\right)A_2\left(t\right)\cdot\text{sinc}\left(\frac{\Delta kL}{2}\right)\exp\left[i\left(\varphi_1\left(t\right)-\varphi_2\left(t\right)\right)+i\frac{\Delta kL}{2}\right].$$

Анализ ключевых параметров

1. Амплитуда ТГц-сигнала пропорциональна:

- произведению огибающих $A_1\left(t\right)A_2\left(t\right)$ (максимум, когда импульсы перекрываются во времени);

- нелинейной восприимчивости $\chi^{(2)}$;

- длине среды L;

- функции $\text{sinc}\left(\Delta kL/2\right)$ (максимум при Δk=0 – условие фазового синхронизма).

2. Фазовая модуляция. Разность фаз $\varphi_1\left(t\right)-\varphi_2\left(t\right)$ влияет на спектральный состав ТГц-импульса. Для квадратичной модуляции:

$$\varphi_1\left(t\right)-\varphi_2\left(t\right)=\frac{1}{2}\left(\beta_1-\beta_2\right)t^2.$$

Это означает, что:

- если $\beta_1=\beta_2$, разность фаз постоянна, спектр ТГц-импульса определяется огибающими A_1 и A_2;

- если $\beta_1\neq\beta_2$, ТГц-импульс приобретает частотную модуляцию (чирп), что расширяет его спектр.

Фурье-преобразование $E_{\text{THz}}\left(t,L\right)$ дает спектр:

$$\tilde{E}_{\text{THz}}\left(\omega\right)=\frac{\omega_{\text{THz}}\chi^{(2)}L}{n_T c}\cdot\text{sinc}\left(\frac{\Delta kL}{2}\right)\text{F}\left\{A_1\left(t\right)A_2\left(t\right)e^{i\left(\varphi_1(t)-\varphi_2(t)\right)}\right\},$$

где F – оператор Фурье-преобразования.

Для гауссовых импульсов и квадратичной фазовой модуляции спектр также будет гауссовым с шириной:

$$\Delta\omega_{\text{THz}} \approx \sqrt{\frac{1}{\tau_1^2}+\frac{1}{\tau_2^2}+\left(\beta_1-\beta_2\right)^2}\,.$$

Форма ТГц-сигнала определяется произведением огибающих оптических импульсов. Для гауссовых импульсов:

$$A_1(t)\,A_2(t) = A_{01}A_{02}\exp\left(-\frac{t^2}{2\tau_1^2}\right)\exp\left(-\frac{t^2}{2\tau_2^2}\right) = A_{01}A_{02}\exp\left[-\frac{t^2}{2}\left(\frac{1}{\tau_1^2}+\frac{1}{\tau_2^2}\right)\right].$$

Эффективная длительность ТГц-импульса:

$$\tau_{\text{THz}} = \left(\frac{1}{\tau_1^2}+\frac{1}{\tau_2^2}\right)^{-1/2}\,.$$

При $\tau_1 = \tau_2 = \tau$ получаем $\tau_{\text{THz}} = \tau/\sqrt{2}$ – ТГц-импульс короче исходных оптических.

Влияние расстройки волновых векторов Δk: Функция sinc(ΔkL/2) определяет зависимость амплитуды от длины среды и расстройки:

- при $\Delta k = 0$ (фазовый синхронизм) амплитуда максимальна:

$$E_{\text{THz}}^{\max} = \frac{\omega_{THz}\chi^{(2)}L}{n_T c}A_1(t)\,A_2(t);$$

- при $\Delta k \neq 0$ амплитуда осциллирует с периодом $L_{\text{coh}} = 2\pi/|\Delta k|$ – когерентная длина преобразования.

Для максимальной эффективности генерации необходимо:

1) обеспечить фазовый синхронизм за счёт:

- выбора кристалла с подходящей дисперсией;
- использования углового синхронизма (в анизотропных кристаллах);
- применения периодически поляризованных структур (квазисинхронизм).

2) Подобрать длительность импульсов τ_1, τ_2 для требуемой ширины спектра $\Delta\omega_{\text{THz}}$.

3) Контролировать фазовую модуляцию (β_1, β_2) для управления чирпом ТГц-импульса.

При наложении двух импульсов с временной задержкой между ними форма результирующего сигнала определяется:

- интерференцией электрических полей импульсов;
- перекрытием огибающих импульсов во времени;
- фазовыми соотношениями между импульсами;
- длительностью и формой исходных импульсов.

Пусть даны два импульса с электрическими полями:

$$E_1(t) = A_1\exp\left(-\frac{(t-t_0)^2}{\tau_1^2}\right)\exp(i\omega_1 t),\ E_2(t) = A_2\exp\left(-\frac{(t-t_0-\Delta t)^2}{\tau_2^2}\right)\exp(i\omega_2 t),$$

где A_1, A_2 – амплитуды импульсов; τ_1, τ_2 – длительности (стандартное отклонение гауссовых огибающих); ω_1, ω_2 – несущие частоты; Δt – относительная временная задержка (исследуемый параметр); t_0 – начальная временная отметка.

Результирующее поле:

$$E_{\text{рез}}(t) = E_1(t) + E_2(t).$$

Интенсивность сигнала (квадрат модуля поля):

$$I(t) = \left|E_{\text{рез}}(t)\right|^2 .$$

Ключевые эффекты при изменении Δt:

а) Полное совпадение (Δt=0)

- импульсы накладываются идеально;
- амплитуда результирующего сигнала максимизируется (если фазы совпадают);
- форма близка к сумме огибающих исходных импульсов.

б) Малая задержка ($0<\Delta t \ll \tau_1, \tau_2$)

- начинается «размытие» пика интенсивности;
- появляется интерференционный узор (если частоты близки);
- ширина результирующего импульса увеличивается.

в) Задержка порядка длительности импульсов ($\Delta t \sim \tau_1, \tau_2$)

- импульсы частично перекрываются;
- форма сигнала становится асимметричной;
- возникают «хвосты» – участки с пониженной интенсивностью;
- при противофазности может наблюдаться частичное гашение сигнала.

г) Большая задержка ($\Delta t \gg \tau_1, \tau_2$)

- импульсы не перекрываются во времени;
- результирующий сигнал представляет собой последовательность двух отдельных импульсов;
- интерференционные эффекты исчезают.

Если импульсы имеют линейную частотную модуляцию (чирп), то:

- задержка Δt влияет на относительную фазу в разных частотных компонентах;
- это приводит к искажению спектра и формы огибающей;
- при определённой задержке может возникать «компрессия» — сужение результирующего импульса за счёт интерференции;
- возможна «декомпрессия» — расширение импульса при противофазном наложении частотных составляющих.

В общем случае, параметр чирпа β связан с числом полных колебаний импульса N через длительность чирпированного импульса $\tau = \tau_{\text{р}}\sqrt{1+\beta^2} = T_0 N\sqrt{1+\beta^2}$, T_0 – период несущей частоты оптического импульса. Амплитуда ТГц-поля зависит от глубины фазовой модуляции α_0 и β:

$$E_{\text{THz}} \sim \alpha_0 \frac{1}{\sqrt{1+\beta^2}} .$$

Совместное влияние α_0, N, Δt и β на характеристики ТГц-излучения можно описать через параметр эффективности генерации η:

$$\eta \sim \frac{\alpha_0}{N}\frac{1}{\sqrt{1+\beta^2}} F(\Delta t, \beta),$$

где $F(\Delta t, \beta)$ – функция, описывающая интерференцию импульсов с учётом их чирпа.

5. Заключение

В рамках проведённого исследования рассмотрены принципы управления параметрами излучения для перспективных систем связи 6G, генерируемого при оптическом выпрямлении двух фазомодулированных фемтосекундных импульсов в среде с квадратичной нелинейностью. Показано, что оптическое выпрямление двух интерферирующих фазомодулированных фемтосекундных импульсов в

квадратично-нелинейной среде позволяет генерировать ТГц-излучение, перспективное для применения в системах 6G. Установлено, что ключевые характеристики генерируемого ТГц-излучения (амплитуда, спектр, длительность импульса) могут регулироваться за счёт относительной фазы между двумя фемтосекундными импульсами (изменение фазового сдвига позволяет модулировать амплитуду ТГц-сигнала), параметров фазовой модуляции входных импульсов (девиации частоты, скорости чирпа), интенсивности и длительности входных импульсов(увеличение пиковой мощности приводит к росту амплитуды ТГц-поля), характеристик нелинейной среды (величины квадратичной нелинейности, длины взаимодействия, условий фазового синхронизма).

Численное моделирование подтвердило, что максимальная эффективность преобразования достигается при выполнении условий фазового синхронизма, использовании импульсов с линейной частотной модуляцией (чирпом), компенсирующей дисперсионные эффекты в среде и подборе оптимальной длины нелинейного кристалла, соответствующей длине когерентности.

Эти закономерности показывают, что для высокоскоростной передачи данных в 6G связи необходимо тщательно контролировать фазовые параметры и относительные задержки импульсов. При этом требуется отдельный подробный анализ, чтобы определить оптимальные режимы формирования ТГц-импульсов с нужной формой поля, минимальными искажениями и максимальной шириной спектра для эффективной передачи данных.

Литература

1. Гусельников М.С., Жукова М.О., Козлов С.А. Материалы для сверхбыстрой терагерцовой фотоники. Оптика и спектроскопия, 2023, том 131, № 2, стр. 287–296.
2. Radiation shift from triple to quadruple frequency caused by the interaction of terahertz pulses with a nonlinear Kerr medium / I. Artser, M. Melnik, A. Ismagilov [et al.] // Scientific Reports. – 2022. – Vol. 12, No. 1.
3. Беспрозванных В.Г. Первадчук В.П. Нелинейная оптика: учеб. Пособие. Пермь: Изд-во Перм. гос. техн. ун-та, 2011. – 200 с.
4. Беспалов В.Г., С. А. Козлов, Крылов В.Н., Путилин С.Э. Фемтосекундная оптика и фемтотехнологии. СПб: СПбГУ ИТМО, 2010 – 234 с.

References

1. Guselnikov M.S., Zhukova M.O., Kozlov S.A. Materials for Ultrafast Terahertz Photonics. Optika i Spektroskopiya (Optics and Spectroscopy), 2023, Vol. 131, No. 2, pp. 287–296.
2. Radiation Shift from Triple to Quadruple Frequency Caused by the Interaction of Terahertz Pulses with a Nonlinear Kerr Medium / I. Artser, M. Melnik, A. Ismagilov [et al.] // Scientific Reports. — 2022. — Vol. 12, No. 1.
3. Besprozvannykh V.G., Pervadchuk V.P. Nonlinear Optics: Educational Manual. Perm: Publishing House of Perm State Technical University, 2011. — 200 p.
4. Bespalov V.G., Kozlov S.A., Krylov V.N., Putilin S.E. Femtosecond Optics and Femtosecond Technologies. St. Petersburg: ITMO University, 2010. — 234 p.

ОСОБЕННОСТИ ЗАЩИТЫ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ ОТ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ ХРОМАТИЧЕСКОЙ ДИСПЕРСИИ

И. И. Гвозд, Н. М. Корочин

Филиал Военной академии Ракетных войск стратегического назначения им. Петра Великого (ФВА РВСН им. Петра Великого), Серпухов, Россия

Аннотация. В данной работе рассматриваются основные виды хроматической дисперсии, их влияние на качество передачи данных и существующие подходы к минимизации этих эффектов.

Ключевые слова: волоконно-оптические линии связи, дисперсия, длина волны нулевой дисперсии, компенсация.

FEATURES OF PROTECTING FIBER-OPTIC COMMUNICATION LINES FROM VARIOUS TYPES OF CHROMATIC DISPERSION

I. I. Gvozd, N. M. Korochin

Branch of the Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great (FVA RVSN named after Peter the Great), Serpukhov, Russia

Abstract. This paper examines the main types of chromatic dispersion, their impact on the quality of data transmission, and existing approaches to minimizing these effects.

Keywords: fiber-optic communication lines, dispersion, zero-dispersion wavelength, compensation.

1. Введение

Актуальность темы волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) в современных коммуникациях обусловлена стремительным развитием информационных технологий и увеличением объемов передаваемых данных. Однако, несмотря на свои преимущества, такие как высокая пропускная способность и устойчивость к помехам, волоконно-оптические линии подвержены различным видам дисперсии, которые негативно сказываются на качестве передачи сигналов. Хроматическая дисперсия, представляющая собой одно из ключевых явлений, приводит к искажению импульсов света и снижению скорости передачи данных, что является важным для современных высокоскоростных сетей. В [1] рассматриваются общие принципы возникновения дисперсии и ее составляющие, однако вопросы комплексного подхода к защите от различных видов хроматической дисперсии требуют дальнейшего анализа.

Целью исследования является анализ особенностей защиты ВОЛС от различных видов хроматической дисперсии и выбор методов, обеспечивающих минимизацию их негативного воздействия.

Проблемная ситуация определяется, с одной стороны, необходимостью обеспечения высокого качества передачи данных по ВОЛС в условиях растущих требований к скорости и надежности связи. С другой стороны, существующие стандартные решения не всегда позволяют в полной мере компенсировать искажения, вызванные совокупностью материальной, волноводной и профильной дисперсий.

Объектом исследования являются ВОЛС.

Предметом исследования являются методы и технические решения для компенсации хроматической дисперсии.

В данной статье предлагается провести анализ составляющих хроматической дисперсии и существующих подходов к их минимизации для повышения эффективности работы ВОЛС.

2. Анализ и выбор методов защиты от составляющих хроматической дисперсии

Для обеспечения высокоскоростной передачи данных по ВОЛС необходимо нивелировать негативное влияние хроматической дисперсии, которая, в свою очередь, имеет сложную структуру [1]. Данная дисперсия вызвана наличием спектра частот у источника излучения, характером диаграммы направленности и его некогерентностью. Как показано на рисунке 1, хроматическая дисперсия подразделяется на материальную, волноводную и профильную составляющие.

Рис. 1. Классификация составляющих дисперсии оптического волокна.

Необходимо отметить, что природа возникновения и способы компенсации для каждой из составляющих различны.

Материальная дисперсия в оптическом волокне (ОВ) обусловлена зависимостью показателя преломления от длины волны. В реальном ОВ распространение волн дисперсионно, т.е. скорость распространения зависит от частоты (длины волны). Различные длины волн также движутся с различными скоростями по волокну, даже в одной и той же моде.

Поскольку каждая длина волны движется с разной скоростью, поэтому показатель преломления изменяется в зависимости от длины волны. Уровень дисперсии зависит от диапазона длин волн света, инжектируемого в волокно, а также от центральной рабочей длины волны источника. В области 850 нм более длинные волны движутся быстрее по сравнению с более короткими длинами волн. В области 1550 нм ситуация меняется: более короткие волны движутся быстрее по сравнению с более длинными; волна 1560 нм движется медленнее, чем волна 1540 нм. В некоторой точке спектра происходит совпадение, при этом более длинные и более короткие длины волн движутся с одной и той же скоростью. Это совпадение скоростей происходит в области 1270 нм, называемой длиной волны с нулевой дисперсией, что показано на рисунке 2.

Материальную дисперсию можно определить через удельную дисперсию по выражению:

$$\tau_{\text{мат}} = \Delta\lambda L M(\lambda), \quad (1)$$

где $\Delta\lambda$ – спектр источника; L – длина кабеля; $M(\lambda)$ – удельная материальная дисперсия.

Величина $M(\lambda)$ определяется экспериментальным путем. При разных составах легирующих примесей в ОВ $M(\lambda)$ имеет разные значения в зависимости от λ.

Как говорилось ранее в спектре существует точка, где происходит совпадение групповых скоростей для различных длин волн. Для объемного кварцевого стекла эта точка соответствует длине волны около 1270 нм. Для оптического волокна, благодаря влиянию материалов легирующих примесей, длина волны нулевой дисперсии смещается в область 1310 – 1312 нм.

Для минимизации материальной дисперсии применяется изменения состава стекла [2]. Легирование GeO_2, P_2O_5 или F позволяет сдвинуть длину волны нулевой материальной дисперсии, а использование фторидных и халькогенидных стёкол даёт возможность работать в спектральных диапазонах, где эта дисперсия минимальна или имеет противоположный знак. Другой подход основан на применении волокон со смещённой дисперсией и ненулевой смещённой дисперсией: в них отрицательная волноводная составляющая специально подбирается так, чтобы компенсировать положительную материальную [3]. В современных когерентных системах ключевую роль играет цифровая обработка сигнала: адаптивные фильтры и алгоритмы на основе быстрого преобразования Фурье, эффективно устраняющие материальную дисперсию [2].

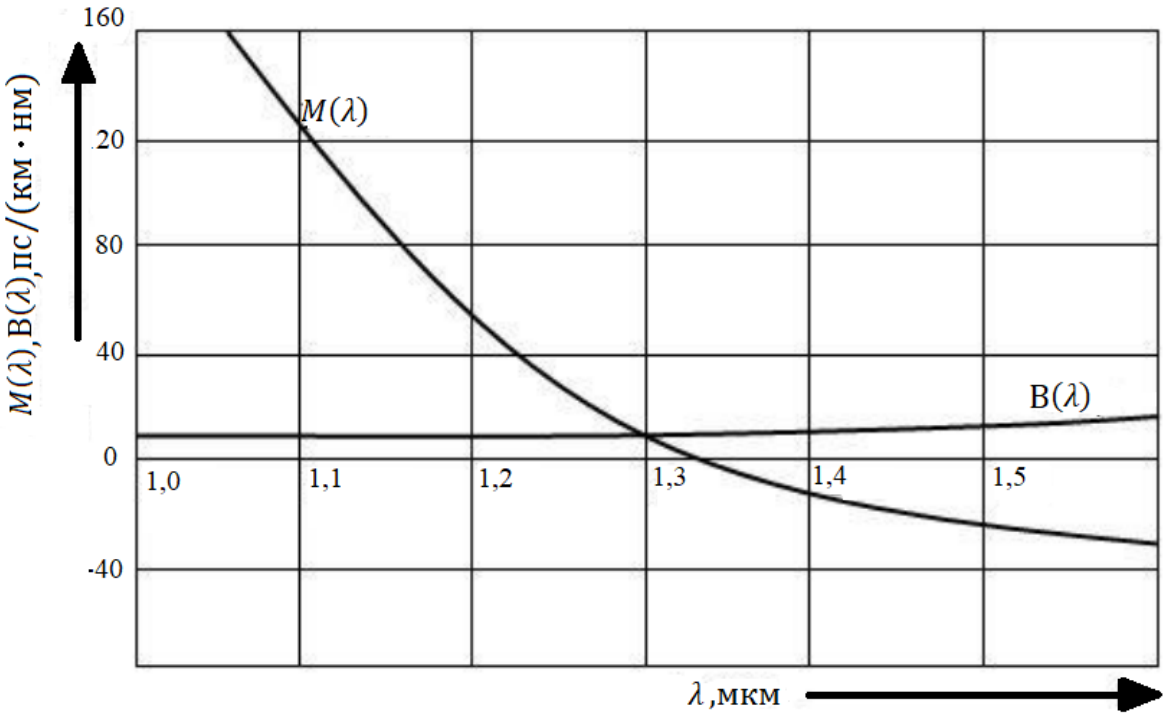


Рис. 2. Удельное значение дисперсии при различных длинах волн: $B(\lambda)$ – волноводная; $M(\lambda)$– материальная.

Волноводная дисперсия обусловлена процессами внутри моды. Она характеризуется направляющими свойствами сердцевины ОВ, а именно: зависимостью групповой скорости моды от длины волны оптического излучения, что приводит к различию скоростей распространения частотных составляющих излучаемого спектра. Поэтому волноводная дисперсия, в первую очередь, определяется профилем показателя преломления ОВ и пропорциональна ширине спектра излучения источника $\Delta\lambda$.

Волноводная дисперсия определяется по выражению:

$$\tau_{вв} = \Delta\lambda L B(\lambda), \qquad (2)$$

где $B(\lambda)$ – удельная волноводная дисперсия.

Прямой способ компенсации волноводной дисперсии – оптимизация геометрических параметров [3]. Уменьшая диаметр сердцевины и увеличивая относительную разность показателей преломления, можно усиливать либо ослаблять волноводную составляющую, добиваясь нужного знака дисперсии в рабочем диапазоне

Альтернативным методом является использование волоконных брэгговских решёток, которые вносят управляемую задержку для разных спектральных компонент, что позволяет уменьшить влияние полноводной дисперсии [2].

Профильная дисперсия проявляется в реальных оптических волокнах, которые могут быть регулярными, нерегулярными неоднородными (например, наличие инородных частиц).

Основными причинами возникновения профильной дисперсии являются поперечные и продольные малые отклонения (флуктуация) геометрических размеров и формы волокна, например: небольшой эллиптичности поперечного сечения волокна; изменение границы профиля показателя преломления (ППП); осевые и внеосевые провалы ППП, вызванные особенностями технологии изготовления ОВ.

Продольные возникают в процессе изготовления ОВ, строительства и эксплуатации ВОЛС. В ряде случаев профильная дисперсия может оказать существенное влияние на общую дисперсию. Профильная дисперсия может появляться как в многомодовых, так и в одномодовых ОВ.

Для инженерных расчетов профильной дисперсии используется следующая формула:

$$\tau_{\text{пр}} = (\Delta\lambda) L \Pi(\lambda), \tag{3}$$

где $\Pi(\lambda)$– удельная профильная дисперсия.

К основным методам уменьшения профильной дисперсии относят оптимизацию профиля показателя преломления, заключающийся в использовании более сложных профилей оптического волокна, таких как треугольный, секторный или профиль с приподнятой оболочкой [2].

Результирующее значение хроматической за счет материальной, волноводной и профильной дисперсии определяется выражением:

$$\tau_{\text{хр}} = \tau_{\text{мат}} + \tau_{\text{вв}} + \tau_{\text{пр}}, \tag{4}$$

Проведённый анализ показывает, что универсального метода компенсации всех составляющих хроматической дисперсии не существует. Выбор технического решения определяется типом доминирующей дисперсии (материальной, волноводной или профильной) и этапом жизненного цикла ВОЛС. На этапе проектирования наиболее эффективен комплексный подход, включающий выбор волокна с оптимизированным профилем показателя преломления, применение специализированных типов волокон (со смещённой или ненулевой смещённой дисперсией) и согласование параметров источника излучения. Для действующих линий предпочтительны внешние методы компенсации: использование компенсирующих волокон, волоконных брэгговских решёток и алгоритмов цифровой обработки сигнала (адаптивные фильтры), позволяющих эффективно устранять накопленные искажения.

3. Заключение

В результате проведённого исследования установлено, что хроматическая дисперсия остаётся ключевым фактором, ограничивающим производительность волоконно-оптических линий связи. Минимизация её негативного воздействия достигается комплексным применением методов, учитывающих природу каждой составляющей: оптимизацией состава стекла и профиля показателя преломления, использованием волокон со смещённой дисперсией, а также внедрением цифровых алгоритмов компенсации в когерентных системах передачи. Реализация данных

подходов позволяет существенно повысить качество и дальность передачи сигнала, что критически важно для развития высокоскоростных и надёжных телекоммуникационных систем.

Литература

1. Гончарова П.С. Специальные волоконные световоды: метод. указания – Хабаровск: Изд-во ДВГУПС, 2019. – 38 с.
2. Наний О.Е., Гладышевский М.А., Щербаткин Д.Д. Методы компенсации хроматической дисперсии – М.: ВиКо, 2002. – 52-81 с.
3. Попова А.В. Дисперсия в оптических волокнах. Методы ее измерения и компенсации: учебное пособие. – Хабаровск: ДВГУПС, 2020. – 108 с.

References

1. Goncharova P.S. Special Optical Fibers: Methodological Guidelines. – Khabarovsk:Far Eastern State Transport University, 2019. – 38 p.
2. Naniy O.E., Gladyshevsky M.A., Shcherbatkin D.D. Methods of Chromatic Dispersion Compensation. – M.: ViKo, 2002. – 52-81 p.
3. Popova A.V. Dispersion in Optical Fibers. Methods of Its Measurement and Compensation: Textbook. – Khabarovsk: Far Eastern State University of Transport, 2020. – 108 p

РАДИООПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ С РАЗНЕСЕННЫМ ПРИЕМОМ НА БАЗЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ

Р. П. Краснов[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, РФ

Аннотация: представлена гибридная радиооптическая система передачи данных, использующая пространственное разнесение по схеме Аламоути. Радиоканал описывался рэлеевской моделью, оптический канал – экспоненциальным распределением Вейбулла. Получены аналитические выражения для вероятности состояния отказа и битовых ошибок, выполнено моделирование в среде MATLAB. Показано, что применение гибридной схемы с пространственным разнесением повышает качество связи.

Ключевые слова: АОЛС, ошибка нацеливания, экспоненциальное распределение Вейбулла, вероятность битовой ошибки.

HYBRID FREEE-SPACE OPTICAL SYSTEM WITH DIVERSITY BASED ON SPACE-TIME CODING

R.P. Krasnov[1]

[1]Voronezh state technical university, Voronezh, Russian Federation

Abstract. A hybrid free-space optical system using Alamouti spatial diversity is presented. The radio channel is described by a Rayleigh model, and the optical channel by an exponential Weibull distribution. Analytical expressions for the outage probability and bit error rate are derived, and simulations are performed in MATLAB It is shown that the use of a hybrid spatial diversity scheme improves communication quality.

Keywords: FSO, pointing error, exponential Weibull distribution, bit error rate.

1. Введение

Существующие тенденции развития мультисервисных сетей и систем передачи создают необходимость в построении высокоскоростных широкополосных линий связи на «последней миле». Такие решения обеспечат трансляцию трафика сетей 6G, а также систем, оперирующих значительными объемами данных, в том числе потоковых. В качестве перспективной технологии предложена оптическая связь. Системы на базе атмосферных оптических линий связи (АОЛС) способны, благодаря особенности лазерных сигналов, обеспечивать высочайшую пропускную способность канала, обеспечивая при этом также значительную скрытность и защищенность передачи. Отсутствие необходимости в лицензировании занимаемого диапазона долин волн, а также сравнительно малое время развертывания делают возможным применение подобных систем связи в условиях полевого размещения приемопередающего оборудования, а также на участках, где прокладка связных кабелей затруднена или невозможна.

Однако, несмотря на то, что первые практически действующие модели АОЛС были разработаны еще в 80-х годах прошлого века, до сих пор широкое распространение подобного вида связи ограничивается рядом факторов.

Главным является существенная зависимость качества связи от метеоусловий. Ослабление оптических сигналов при передаче во время плотного тумана, снегопада, или

ливня с крупными каплями может достигать 100 дБ [1]. Присутствие плотных частиц, сопоставимых с поперечным размером оптического пучка, приводит также к отклонениям лазерного луча от прямолинейного направления, называемого блужданием пучка. Даже при передаче в чистой атмосферной среде, благодаря присутствию турбулентных потоков воздуха, перемешивающихся из-за градаций температуры, возникает изменение распределения мощности в плоскости поперечного сечения пучка, называемое сцинтилляцией. Наконец, имеется проблема нацеливания, объясняющаяся малым поперечным диаметром пучка и малым углом расходимости лазерного излучения, близким к дифракционному пределу. При этом на положение пучка в пространстве начинают влиять смещения опор приёмопередатчиков от ветра, а также температурное смещение как опор, так и зданий или вышек, на которых размещена связная техника.

За прошедшее время предложено немало путей преодоления таких препятствий. Действенным способом снижения влияния атмосферной турбулентности является применение техники апертурного усреднения [2]. Снижение влияния ослабления за счет неблагоприятных погодных условий может быть достигнуто за счет организации резервного радиоканала миллиметрового диапазона, где влияние погоды, неблагоприятное для оптического сигнала, оказывается незначительным, и наоборот [3].

Дополнительно повысить качество связи можно, используя эффективные методы модуляции, помехоустойчивое кодирование и техники разнесенного приема.

Комбинация помехоустойчивого кодирования и разнесенного приема реализуется в виде пространственно-временного блочного кодирования (ПВБК). В этом случае на приемник смешивает по некоторому алгоритму набор из копий передаваемых сигналов, принимаемый набором приемных антенн, среди которых наиболее распространена схема Аламоути.

Повысить качество связи, пропускную способность, а также снизить ограничение на необходимость организации только каналов прямой видимости позволяют методы кооперативного разнесения с ретрансляторами, широко применяемые, например, в системах сотовой связи [4].

Ретрансляторы работают по одному из алгоритмов: «усиление и передача» (УП), где, при относительной простоте, вместе с полезным сигналом также усиливается шум, или «декодирование и передача» (ДП) [5], где принимаемый сигнал принимается, детектируется и ретранслируется в канал.

Все вышеизложенные методы могут реализовываться как в оптическом, так и в радиоканале гибридных радиооптических систем передачи.

2. Модель системы

Ниже на рисунке 1 изображена модель радиооптической гибридной системы связи, где представлена часть приемопередатчика для организации связи в одном направлении. В такой конфигурации система образуется источником данных, которые передаются на блок переключателя, осуществляющего выбор типа канала связи, при этом данные поступают либо на радио-, либо на оптический передатчик в зависимости от информации о состоянии канала, получаемой по линии обратной связи.

Если связь осуществляется в условиях удовлетворительного качества приема, то ведется передача в канале АОЛС. Если же качество связи, определяемое пороговым отношением сигнал/шум, снизится ниже заданного уровня $\gamma_{пор}$, блок переключателя переведет систему на резервный радиоканал (на рисунке 1 - канал РЧ).

При снижении отношения сигнал/шум до критического значения $\gamma_{кр}$ вся система связи перейдет в состояние отказа.

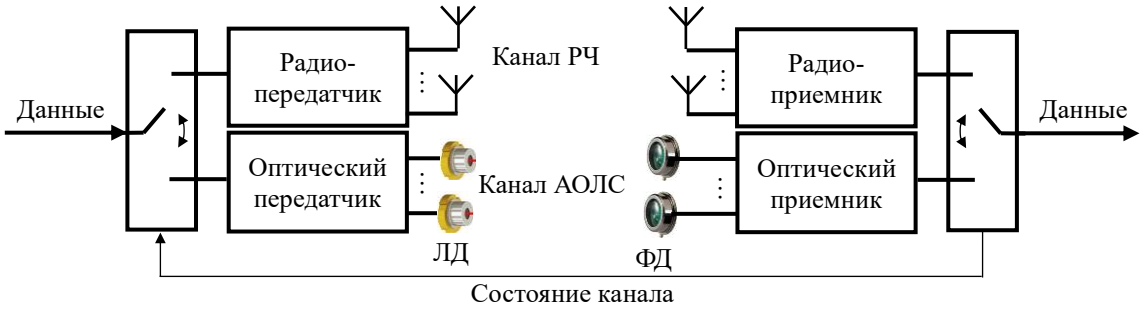


Рис. 1. Модель радиооптической системы передачи

Наименее затратной схемой организации оптической передачи является модуляция интенсивности при некогерентном приеме. Для повышения спектральной эффективности возможно применение также модуляции интенсивности поднесущей, что приводит к некоторому усложнению схемы приемопередатчиков [2].

Передача данных по радио- и оптическому каналу выполняется с применением разнесенного приема на основе ПВБК по методу Аламоути. В первом временном окне выполняется передача символов x_1 и x_2 первой и второй антеннами соответственно, во втором – комплексно сопряженных символов $-x_2^*$ и x_1^*. Процесс передачи можно формализовать, используя кодовую матрицу Аламоути в виде [6]

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}, \tag{1}$$

где x_1, x_2 – транслируемые символы в первом и втором временных окнах, * – символ комплексного сопряжения.

Приемная антенна получает сигналы, описываемые в контексте пары временных окон, следующим образом:

$$\begin{bmatrix} r_{1,1} \\ r_{1,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 h_1 + x_2 h_2 + N_{1,1} \\ -x_2^* h_1 + x_1^* h_2 + N_{1,2} \end{bmatrix}, \tag{2}$$

где h_1, h_2 – в общем случае представляют собой комплексные коэффициенты передачи канала, $N_{1,1}$ и $N_{1,2}$ – компоненты, описывающие влияние шумовой компоненты канала. Также примем скорость передачи достаточно высокой, чтобы исключить временную эволюцию h_1 и h_2, что позволяет считать их неизменными в рамках каждого из временных окон. Введем в рассмотрение матрицу канала вида

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix}.$$

Тогда (2) представится в виде:

$$\begin{bmatrix} r_{1,1} \\ r_{1,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (|h_1|^2 + |h_2|^2) x_1 + n_{1,1} \\ (|h_1|^2 + |h_2|^2) x_2 + n_{1,2} \end{bmatrix}, \tag{3}$$

где $n_{1,1} = N_{1,1}h^*_1 + N^*_{1,2}h_2$ и $n_{1,2} = N_{1,1}h^*_2 + N^*_{1,2}h_1$ – АБГШ с нулевым средним и дисперсией $\sigma^2(|h_1|^2+|h_2|^2)$ [7].

В случае передачи по каналу АОЛС приемник выполняет преобразование сигнала в электрический с квантовой эффективностью ξ. Тогда принимаемый по каналу АОЛС сигнал после преобразования имеет вид:

$$r_{АОЛС} = I\xi s + n_{АОЛС},$$

где I – коэффициент передачи, $n_{АОЛС}$ – шум в оптической линии.

Обозначим мгновенное значение отношения сигнал/шум, действующее на входе оптического приемника, $\gamma_{АОЛС} == \overline{\gamma}_{АОЛС} i_{фд}^2$, где $\overline{\gamma}_{АОЛС}$ – среднее значение отношения сигнал/шум в канале АОЛС, $i_{фд}$ – ток фотодетектора.

При моделировании воздействия оптического турбулентного канала с замираниями будет применяться экспоненциальное распределение Вейбулла. Функция плотности вероятности (ФПВ) коэффициента передачи канала задается как [8]:

$$p(I_{АОЛС}) = \frac{\alpha\beta}{\eta}\left[\frac{I_{АОЛС}}{\eta}\right]^{\beta-1} \exp\left[-\left(\frac{I_{АОЛС}}{\eta}\right)^{\beta}\right]\left(1-\exp\left[-\left(\frac{I_{АОЛС}}{\eta}\right)^{\beta}\right]\right)^{\alpha-1},$$

где α, $\beta > 0$ – параметры формы, определяемые размером апертуры и индексом сцинтилляции соответственно, $\eta > 0$ – масштабный параметр, определяемый средним значением оптической мощности [8]. Выражения, по которым могут быть определены соответствующие параметры распределения, приводятся ниже:

$$\alpha = \frac{7.22\sigma_R^{2/3}}{\Gamma(2.487\sigma_R^{2/6}) - 0.104},\ \beta = 1,012(\alpha\sigma_R^2)^{-13/25} + 0,142,\ \eta = \frac{1}{\alpha\Gamma(1+1/\beta)g(\alpha,\beta)}, \quad (4)$$

где $\sigma_R^2 = 1,23C_n^2k^{7/6}L^{11/6}$ – дисперсия Рытова, C_n^2 – структурная константа турбулентности, k_0 – волновое число, L – протяженность оптического канала, $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция, а $g(\alpha,\beta)$ задается как:

$$g(\alpha,\beta) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i (i+1)^{\frac{1-\beta}{\beta}} \Gamma(\alpha)}{i!\Gamma(\alpha-i)}. \quad (5)$$

Интегральная функция распределения (ИФП) соответственно:

$$P(I_{АОЛС}) = \left(1-\exp\left[-\left(\frac{I_{АОЛС}}{\eta^2}\right)^{\beta/2}\right]\right)^{\alpha}. \quad (6)$$

Статистика передачи в радиоканале будет описываться рэлеевским законом распределения, функция плотности вероятности которого:

$$p_{РЧ}(\gamma) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_{РЧ}}\right), \quad (7)$$

Функция распределения получается применением преобразования Лапласа от (7), что дает следующее выражение:

$$P_{РЧ}(\gamma) = 1 - \left[1 + \frac{\gamma}{\overline{\gamma}_{РЧ}}\right]\exp\left(-\frac{\gamma}{\overline{\gamma}_{РЧ}}\right). \quad (8)$$

Отношение сигнал/шум

$$\gamma_{РЧ} = \overline{\gamma}_{РЧ} |h_1|^2 + \overline{\gamma}_{РЧ} |h_2|^2 = \gamma_{1РЧ} + \gamma_{2РЧ}, \quad (9)$$

где $\overline{\gamma}_{РЧ}$ – среднее значение отношения сигнал/шум.

Считая сигналы с разных антенн независимыми и одинаково распределенными, получим:

$$P_{РЧ} = P[\max(\gamma_{РЧ1}, \gamma_{РЧ2}) \le \gamma] = P_{РЧ1}(\gamma) P_{РЧ2}(\gamma) = \left(1 - \exp\left[-\frac{\gamma}{\overline{\gamma}_{РЧ}}\right]\right)^2. \quad (10)$$

При наступлении состояния отказа отношения сигнал/шум в радио- и оптическом каналах падают ниже критического значения $\gamma_{кр}$. Вероятность отказа при независимых статистиках в каналах принимает вид [9]:

$$P_{отк}(\gamma_{кр}) = 1\text{-}[1 - P_{РЧ}(\gamma_{кр})]\,[1\text{-}P_{АОЛС}(\gamma_{кр})] = P_{РЧ}(\gamma_{кр}) + P_{АОЛС}(\gamma_{кр})[1\text{-}P_{РЧ}(\gamma_{кр})], \quad (11)$$

где $P_{РЧ}(\gamma_{кр})$ определяется согласно (10), а $P_{АОЛС}(\gamma_{кр})$ – согласно (6).

Подставляя (6) и (10) в (11), получим:

$$P_{отк}(\gamma_{кр}) = 1 - \left\{1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{кр}}{\overline{\gamma}_{РЧ}}\right)\right\}^2 \times \left\{1 - \left(1 - \exp\left[-\left(\frac{\gamma_{кр}}{\overline{\gamma}_{АОЛС}\eta^2}\right)^{\beta/2}\right]\right)^{\alpha}\right\}. \quad (12)$$

Вероятность битовой ошибки в канале с аддитивным белым гауссовским шумом для BPSK – модуляции имеет вид:

$$P_e(\gamma) = erfc\left(\sqrt{\gamma}\right) = Q\left(\sqrt{2\gamma}\right). \quad (13)$$

Вероятность ошибки приема в общем виде для некогерентного приемника представляется в виде:

$$P_{ош}(\gamma) = \frac{1}{2}\int_0^{\infty} P_e(\gamma) P_{отк}(\gamma) d\gamma. \quad (14)$$

Вычисление интеграла в (14) в общем виде представляется сложным, поэтому применим разложение в ряд, используя квадратурное разложение Гаусса - Лагерра [10]. При этом (14) представляется в форме:

$$P_{ош}(\gamma) = \frac{1}{2}\int_0^{\infty} P_e(\gamma) P_{отк}(\gamma) d\gamma = -\frac{1}{2}\int_0^{\infty} P_{отк}(\gamma) dP_e(\gamma) \approx \frac{1}{4\sqrt{\pi}} \sum_{i=1}^{n} H_i P_{отк}(\gamma_i). \quad (15)$$

где γ_i – i-ый корень обобщенного многочлена Лагерра $L_m^{(-1/2)}(\gamma)$, H_i – а весовой коэффициент, вычисляемый как [10]:

$$H_i = \frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right)\gamma_i}{m!(m+1)^2\left[L_{m+1}^{(-1/2)}(\gamma_i)\right]^2}.$$

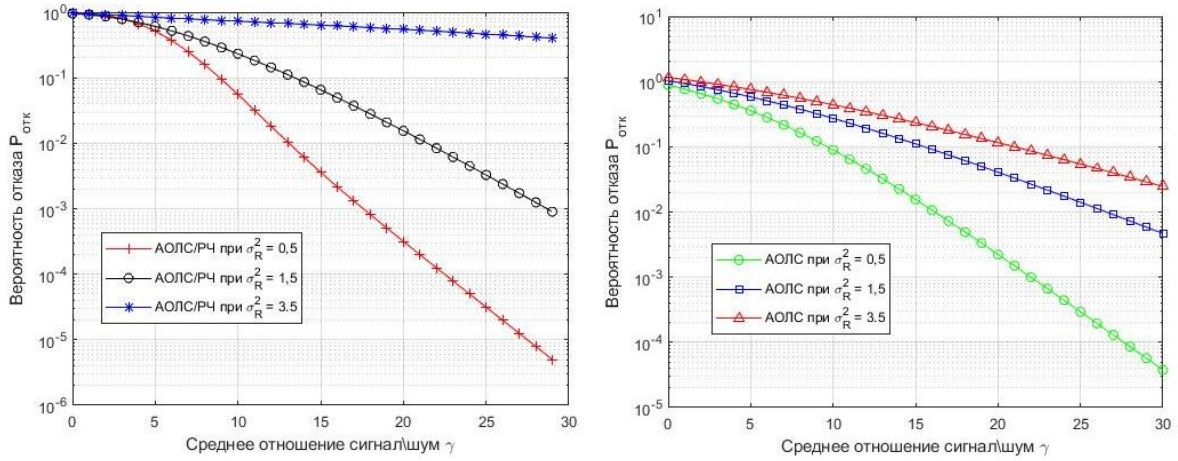
Величина битовой ошибки может быть рассчитана при подстановке (12) и (13) в (15).

3. Результаты моделирования

Моделирование работы гибридной радиооптической системы передачи велось в предположении, что качество связи в канале АОЛС главным образом определялось влиянием атмосферной турбулентности, а в радиоканале – рэлеевскими замираниями. Уровень шумов оптического и радиоканала полагался равным. Атмосферная турбулентность определялась дисперсией: σ_R^2 = 0,5 для слабой, σ_R^2 = 1,5 для средней и σ_R^2 = 3,5 для сильной соответственно [1].

Протяженность канала L = 800 м, диаметры передающей и приемной апертур равны 20 см каждая, рабочая длина волны λ = 1550 нм. На рисунке 2 показаны зависимости вероятности наступления состояния отказа от отношения сигнал/шум для передачи в

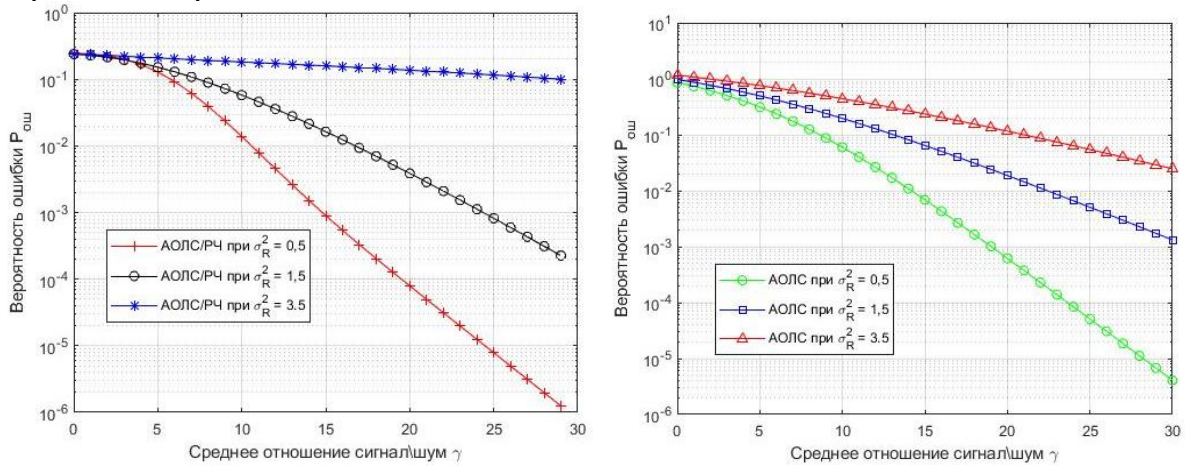
условиях слабой, умеренной и сильной турбулентности оптического канала для гибридной системы, а также системы АОЛС. Результаты моделирования позволяют сделать вывод, что в условиях сильной турбулентности гибридная система несколько проигрывает АОЛС, однако в остальных случаях разница в вероятности отказа может достигать одного порядка величины. Снижение качества связи при малых отношениях сигнал/шум и сильной атмосферной турбулентности может быть нивелирована за счет подбора порога перехода на резервный радиоканал, поскольку в данной модели не учитывается влияние динамически изменяющейся информации о состоянии канала, получаемой приемником по линии обратной связи.



а) б)

Рис. 2. Зависимость вероятности отказа гибридной системы (а) и АОЛС (б) от отношения сигнал/шум

Ниже на рисунке 3 отображены зависимости вероятностей битовых ошибок ($P_{ош}$) от среднего отношения сигнал/шум для гибридной системы (а) и, в качестве сравнительной информации, для системы АОЛС (б). Графики построены для трех условий передачи: при слабой, умеренной и сильной турбулентности в оптическом канале. Общий вид полученных зависимостей позволяет сделать вывод, что в гибридной системе характеристики качества связи для различных условий передачи в канале превышают аналогичные, представленные только для линии АОЛС. Разница в вероятности ошибки здесь составляет более одного порядка величины, что позволяет сделать вывод о положительном влиянии как техники пространственного разнесения, так и организации радиоканала.



а) б)

Рис. 3. Зависимость вероятности битовой ошибки гибридной системы (а) и АОЛС (б) от отношения сигнал/шум

4. Заключение

Для гибридной радиооптической системы передачи данных были получены аналитические выражения вероятностей отказа и битовой ошибки при использовании рэлеевской статистики радиоканала и экспоненциального распределения Вейбулла оптического канала. На основании полученных соотношений выполнено моделирование в среде MATLAB.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о положительном влиянии применения техники пространственного разнесения и организации резервного радиоканала на качество связи получаемой системы передачи данных.

Литература

1. 1.Arun K. Majumdar Jennifer C. Ricklin Free-Space Laser Communications. Principles and Advances, Springer Science+Business Media, LLC, 2008. 417p.
2. 2.Andrews L., Phillips R., Hopen C. Laser Beam Scintillation With Applications. New York: SPIE Press, 2001. 416 p.
3. M. Usman, H. -C. Yang, M. -S. Alouini, Practical Switching-Based Hybrid FSO/RF Transmission and Its Performance Analysis// IEEE Photonics Journal, 2014. Vol. 6, No. 5, pp. 1-13.
4. I. K Son, S. Mao, A survey of free space optical networks // Digital communications and networks, vol. 3, no. 2, 2017, pp. 67-77.
5. Amirabadi, M. A., Vakili, V. T.: Performance analysis of a novel hybrid FSO/RF communication system // IET Optoelectronics, 2020, Vol. 14, Issue 2, pp. 66-74.
6. 6, Alamouti, S. M.: A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications // IEEE Journal of Selected Areas in communications, 1998, Vol. 16, Issue 8, pp. 1451-1458.
7. Bhatnagar, M. R., Anees, S.: On the Performance of Alamouti Scheme in Gamma-Gamma FSO Links with Errors Pointing Fading // IEEE Wireless Communications Letters, 2015, Vol. 4, Issue 1, pp. 94-97.
8. Jing Zhao, Shang-Hong Zhao, Wei-Hu Zhao, Yun Liu, Xuan Li Performance of mixed RF/FSO systems in exponentiated Weibull distributed channels // Optics Communications,2017. Vol. 405, pp. 244-252.
9. Kazemi, H., Uysal, M., Touati, F., Haas, H.: Outage Performance of Multi-Hop Hybrid FSO / RF Communication Systems // 4th International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW), 2015, pp. 83-87.
10. Jianhua Lu; K.B. Letaief; J.C.-I. Chuang; M.L. Liou M-PSK and M-QAM BER computation using signal-space concepts // IEEE Transactions on Communications, 1999, Vol: 47, Issue 2, pp. 181-184.12 P. Concus, D. Cassatt, G. Jaehnig, and E. Melby, Tables for the evaluation of $x^{\beta}e^{-x} f x\, dx$ by Gauss-Laguerre quadrature // Math. Comput., Vol. 17, No. 83, Oct. 1963, pp. 245–256.

References

1. 1.Arun K. Majumdar Jennifer C. Ricklin Free-Space Laser Communications. Principles and Advances, Springer Science+Business Media, LLC, 2008. 417p.
2. 2.Andrews L., Phillips R., Hopen C. Laser Beam Scintillation With Applications. New York: SPIE Press, 2001. 416 p.
3. M. Usman, H. -C. Yang, M. -S. Alouini, Practical Switching-Based Hybrid FSO/RF Transmission and Its Performance Analysis// IEEE Photonics Journal, 2014. Vol. 6, No. 5, pp. 1-13.
4. I. K Son, S. Mao, A survey of free space optical networks // Digital communications and networks, vol. 3, no. 2, 2017, pp. 67-77.

5. Amirabadi, M. A., Vakili, V. T.: Performance analysis of a novel hybrid FSO/RF communication system // IET Optoelectronics, 2020, Vol. 14, Issue 2, pp. 66-74.
6. 6, Alamouti, S. M.: A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications // IEEE Journal of Selected Areas in communications, 1998, Vol. 16, Issue 8, pp. 1451-1458.
7. Bhatnagar, M. R., Anees, S.: On the Performance of Alamouti Scheme in Gamma-Gamma FSO Links with Errors Pointing Fading // IEEE Wireless Communications Letters, 2015, Vol. 4, Issue 1, pp. 94-97.
8. Jing Zhao, Shang-Hong Zhao, Wei-Hu Zhao, Yun Liu, Xuan Li Performance of mixed RF/FSO systems in exponentiated Weibull distributed channels // Optics Communications,2017. Vol. 405, pp. 244-252.
9. Kazemi, H., Uysal, M., Touati, F., Haas, H.: Outage Performance of Multi-Hop Hybrid FSO / RF Communication Systems // 4th International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW), 2015, pp. 83-87.
10. Jianhua Lu; K.B. Letaief; J.C.-I. Chuang; M.L. Liou M-PSK and M-QAM BER computation using signal-space concepts // IEEE Transactions on Communications, 1999, Vol: 47, Issue 2, pp. 181-184.12 P. Concus, D. Cassatt, G. Jaehnig, and E. Melby, Tables for the evaluation of $x^{\beta}e^{-x} f x\, dx$ by Gauss-Laguerre quadrature // Math. Comput., Vol. 17, No. 83, Oct. 1963, pp. 245–256.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ АДАПТИВНОЙ ОБРАБОТКИ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В МОБИЛЬНОМ ПАССИВНОМ РАДАРЕ В УСЛОВИЯХ КАНАЛЬНОГО ДИСБАЛАНСА

А.А. Пирогов[1], А.В. Турецкий[1], М. В. Хорошайлова[1], Е.В. Турецкая[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В данной работе рассматривается применение постдоплеровского подхода к адаптивной пространственно-временной обработке сигналов для решения задач подавления помех, а также обнаружения и локализации движущихся объектов в многоканальном мобильном пассивном радаре. Основное внимание уделяется работе системы в условиях наличия зависящего от угла прихода сигнала дисбаланса амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов. Хотя адаптивная пространственно-временная фильтрация теоретически обеспечивает возможность эффективного подавления помех, в работе проводится сравнительный анализ различных алгоритмических решений, направленных на минимизацию влияния ошибок калибровки трактов на точность обнаружения и определения координат целей.

Ключевые слова: пространственно-временная адаптивная обработка, обнаружение движущихся целей, обобщенное отношение правдоподобия, вероятность обнаружения, многоканальные системы

INVESTIGATION OF SPATIOTEMPORAL ADAPTIVE PROCESSING METHODS FOR INTERFERENCE SUPPRESSION IN MOBILE PASSIVE RADAR IN CONDITIONS OF CHANNEL DISBALANCE

A.A. Pirogov[1], A.V. Turetskiy[1], M. V. Khoroshailova[1], E.V. Turetskaya[1]

[1] Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. This paper considers the application of the post-Doppler approach to adaptive spatio-temporal signal processing to solve problems of interference suppression, as well as detection and localization of moving objects in a multichannel mobile passive radar. The main attention is paid to the operation of the system in the presence of an imbalance of the amplitude-phase characteristics of the receiving channels depending on the angle of arrival of the signal. Although adaptive space-time filtering theoretically provides the possibility of effective interference suppression, the work provides a comparative analysis of various algorithmic solutions aimed at minimizing the impact of calibration errors on the accuracy of detection and determination of target coordinates.

Keywords: space-time adaptive processing, moving target detection, generalized likelihood ratio, detection probability, multi-channel systems

1. Введение

Современные тенденции развития радиолокационных систем характеризуются возрастающим интересом к пассивным когерентным локаторам, использующим сигналы сторонних источников подсвета для обнаружения и сопровождения целей. Особую актуальность приобретает размещение таких систем на подвижных носителях, что открывает новые возможности для решения широкого круга задач. Однако практическая реализация мобильных пассивных радаров сопряжена с необходимостью преодоления ряда фундаментальных ограничений, среди которых ключевую роль играет проблема

подавления мощных помеховых отражений от подстилающей поверхности, доплеровский спектр которых расширяется вследствие собственного движения платформы.

Эффективным инструментом решения данной проблемы является пространственно-временная адаптивная обработка (STAP), позволяющая одновременно использовать пространственные и временные степени свободы для подавления помех. Однако применение классических методов STAP в пассивной радиолокации сталкивается с рядом специфических трудностей, обусловленных непрерывным характером сигналов подсвета и слабой направленностью приемных антенн. Дополнительным фактором, существенно осложняющим реализацию адаптивных алгоритмов, является наличие углозависимого дисбаланса амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов, возникающего вследствие различий в диаграммах направленности и эффектов взаимного влияния антенн.

Здесь основное внимание уделено разработке и исследованию алгоритмов обнаружения движущихся целей в многоканальном мобильном пассивном радаре, функционирующем в условиях нескомпенсированного углозависимого дисбаланса приемных трактов. В рамках исследования предложены два основных подхода, различающихся степенью когерентности обработки и требованиями к калибровке.

2. Алгоритмы обнаружения целей в условиях углозависимого дисбаланса приемных каналов

Для решения задачи обнаружения движущихся целей в мобильном пассивном радаре при наличии углозависимого дисбаланса приемных каналов были предложены два основных алгоритма, различающихся степенью когерентности обработки и требованиями к калибровке. Первый алгоритм, обозначаемый как NC-GLRT, представляет собой частично некогерентный обнаружитель, основанный на обобщенном отношении правдоподобия. В этом подходе управляющий вектор не специфицируется в пространственной области, что приводит к некогерентному накоплению сигнала цели по приемным каналам. Статистика обнаружения для NC-GLRT формируется путем суммирования модулей выходных сигналов после адаптивной фильтрации в каждом канале:

$$\Lambda_{NC-GLTR} = \sum_{i=1}^{N} \frac{\left|s_t^H \hat{Q}_i^{-1} x_i\right|^2}{s_t^H \hat{Q}_i^{-1} s_t} \lessgtr \eta_{NC}. \qquad (1)$$

где s_t представляет временной управляющий вектор, x_i обозначает вектор данных в i-м приемном канале после доплеровской обработки, а $\hat{Q}_i$ является оценкой ковариационной матрицы помех для соответствующего канала. Данный алгоритм не требует знания пространственного распределения сигнала и, следовательно, устойчив к искажениям, вызванным углозависимым дисбалансом, однако платой за эту устойчивость является потеря в отношении сигнал-шум, обусловленная некогерентным характером накопления.

Второй предложенный алгоритм, обозначаемый как Cal-GLRT, представляет собой полностью когерентный обнаружитель с калибровкой пространственного управляющего вектора. В отличие от NC-GLRT, данный подход использует полную пространственно-временную обработку, но включает дополнительный этап оценки и компенсации канального дисбаланса. Калибровка управляющего вектора выполняется на основе анализа отражений от стационарной подстилающей поверхности, для которых известна взаимосвязь между доплеровской частотой и углом прихода. Для каждого доплеровского канала mm производится оценка комплексного коэффициента дисбаланса $\hat{\Gamma}_{ij}[m]$ между каналами i и j путем усреднения по элементам дальности, свободным от целей:

$$\hat{\Gamma}_{ij}[m] = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}\frac{x_{ik}[m]}{x_{jk}[m]}, \quad (2)$$

где $x_{ik}[m]$ обозначает отсчет в i-м канале для k-го элемента дальности и m-го доплеровского канала. Полученные оценки интерполируются в угловую область с использованием известного соотношения $f_D = \left(v_p/\lambda\right)cos\phi$, что позволяет сформировать калиброванный пространственный управляющий вектор $s_s^{cal}(\phi) = \Gamma(\phi)s_s(\phi)$, где $\mathbf{\Gamma}(\phi)$ является диагональной матрицей, содержащей интерполированные значения дисбаланса. Статистика обнаружения для Cal-GLRT принимает вид:

$$\Lambda_{Cal-GLRT} = \frac{\left|s^{cal}(\phi)^H\hat{Q}^{-1}x\right|^2}{s^{cal}(\phi)^H\hat{Q}^{-1}s^{cal}(\phi)} \lessgtr \eta_{Cal}, \quad (3)$$

где $s^{cal}(\phi) = s_t \otimes s_s^{cal}(\phi)$ представляет калиброванный пространственно-временной управляющий вектор.

На рисунке 1 представлена блок-схема, описывающая логику работы двух предложенных алгоритмов обнаружения целей (NC-GLRT и Cal-GLRT) в условиях углозависимого дисбаланса.

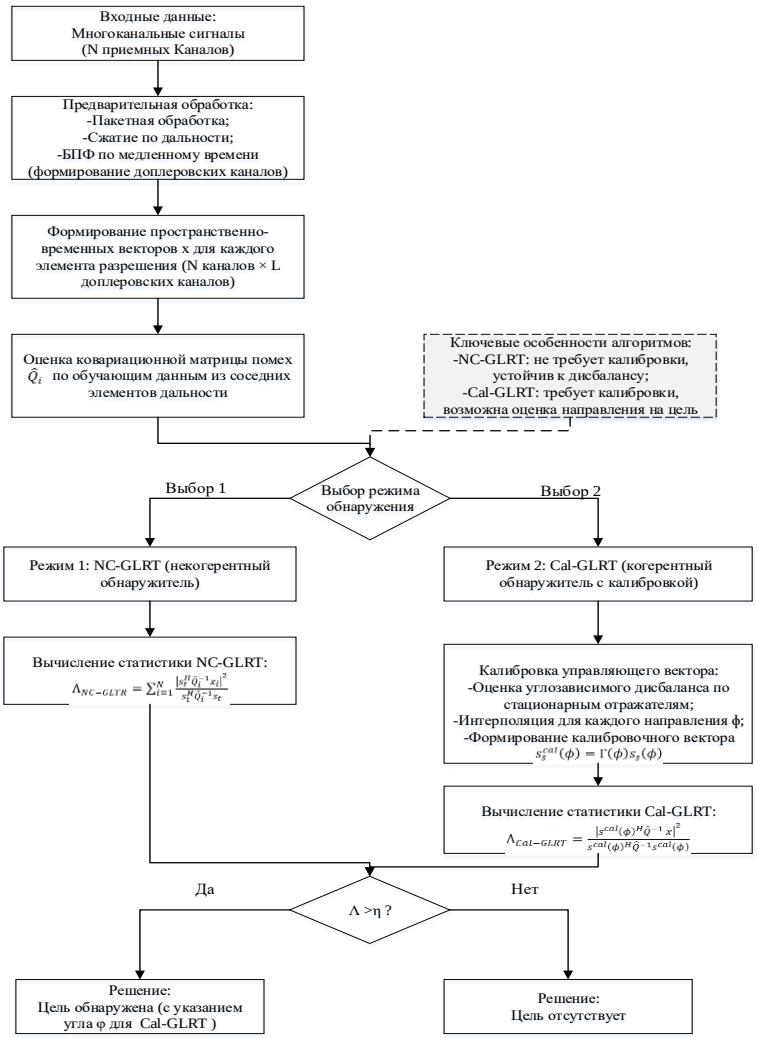


Рис. 1. Блок-схема логики работы двух предложенных алгоритмов обнаружения целей

На вход алгоритмов поступают многоканальные сигналы с NN приемных антенн. Затем выполняется пакетная обработка, реципрокная фильтрация для устранения временной изменчивости сигнала подсвета, сжатие по дальности и быстрое преобразование Фурье для перехода в доплеровскую область. Формируются пространственно-временные векторы данных x для каждого элемента разрешения. Используется постдоплеровский подход с соседними каналами (ABPD), где каждый вектор объединяет отсчеты по $\bar{N}$ каналам и $\bar{L}$ доплеровским каналам. По обучающим данным из соседних ячеек дальности, предполагаемым свободными от цели, вычисляется оценка ковариационной матрицы помех $\hat{Q}$. В зависимости от целей обработки выбирается один из двух предложенных алгоритмов.

- В режиме NC-GLRT для каждого канала ii вычисляется статистика отношения правдоподобия, после чего производится их некогерентное суммирование. Этот путь не требует калибровки.

- В режиме Cal-GLRT на основе отражений от стационарных объектов оценивается углозависимый дисбаланс Г(ϕ), который используется для коррекции пространственного управляющего вектора $s_s^{cal}(\phi)$. Вычисляется полностью когерентная статистика GLRT с использованием калиброванного пространственно-временного вектора $s^{cal}(\phi)$. Полученная статистика сравнивается с порогом η, по результатам чего выносится решение об обнаружении цели. В случае Cal-GLRT также возможна оценка направления на цель по максимуму статистики.

3. Анализ эффективности обнаружения целей

Для оценки работоспособности предложенных алгоритмов обнаружения в условиях углозависимого дисбаланса приемных каналов был проведен цикл имитационного моделирования, результаты которого представлены на рисунке 2. Для оценки эффективности предложенных алгоритмов обнаружения необходимо рассмотреть три подхода к пространственно-временной обработке. Первый из них, обозначаемый как mismatched GLRT, представляет собой стандартный обнаружитель, в котором используется теоретический управляющий вектор без учета реально существующего углозависимого дисбаланса приемных каналов. Данный алгоритм служит своеобразным "контрольным примером", демонстрирующим последствия игнорирования канальных искажений. Статистика mismatched GLRT формируется в соответствии с выражением:

$$\Lambda_{mismatched} = \frac{|s^H(\phi)\hat{Q}^{-1}x|^2}{s^H(\phi)\hat{Q}^{-1}s^H(\phi)} \lessgtr \eta_{mis}, \qquad (4)$$

где s(ϕ) представляет идеальный (теоретический) пространственно-временной управляющий вектор для направления ϕ, не учитывающий искажения, вносимые приемными трактами. Как показано на рисунке 2, в отсутствие калибровки потери в отношении сигнал-помеха плюс шум для mismatched GLRT достигают 15 дБ для целей с радиальной скоростью 7 м/с, что делает обнаружение целей практически невозможным. Данный эффект объясняется тем, что весовые коэффициенты адаптивного фильтра, рассчитанные на подавление помеховых отражений, формируют провал в диаграмме направленности, который при наличии фазовых ошибок смещается и частично подавляет полезный сигнал.

Анализ эффективности выполнялся путем сравнения трех подходов к пространственно-временной обработке: стандартного согласованного фильтра с рассогласованным управляющим вектором (mismatched GLRT), частично некогерентного обнаружителя (NC-GLRT) и полностью когерентного обнаружителя с калибровкой управляющего вектора (Cal-GLRT). Моделирование проводилось для сценария с тремя

приемными каналами, подверженными углозависимому дисбалансу. Оценка помеховой матрицы выполнялась по обучающей выборке объемом 54 отсчета, что соответствует рекомендуемому соотношению для постдоплеровских методов пространственно-временная адаптивная обработка**.**

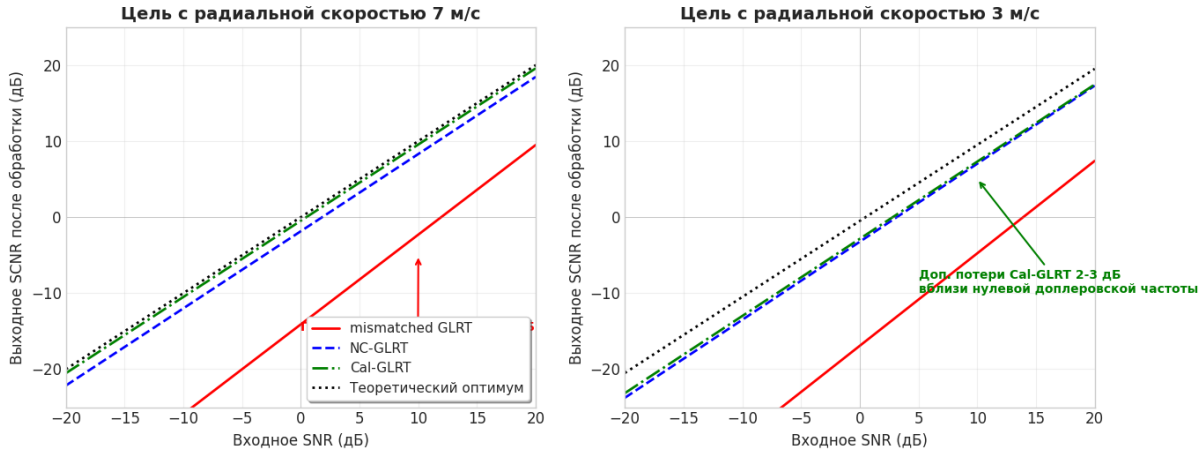


Рис. 2. Сравнение выходного SCNR для трех алгоритмов при скоростях цели 7 м/с и 3 м/с

Дополнительный анализ вероятности обнаружения при фиксированной вероятности ложной тревоги $P_{fa}=10^{-4}$ для цели с радиальной скоростью 7 м/с представлен на рисунке 3. Данный график наглядно демонстрирует, что при требуемом качестве обнаружения (например, $P_D=0.9$) необходимый уровень отношения сигнал-шум для mismatched GLRT составляет примерно 15 дБ, тогда как для NC-GLRT этот порог снижается до 5 дБ, а для Cal-GLRT — до 2 дБ. Теоретический оптимум, соответствующий случаю отсутствия дисбаланса, требует всего −1 дБ для достижения той же вероятности обнаружения. Таким образом, калиброванный обнаружитель позволяет сократить энергетические потери более чем на 13 дБ по сравнению с некалиброванным аналогом.

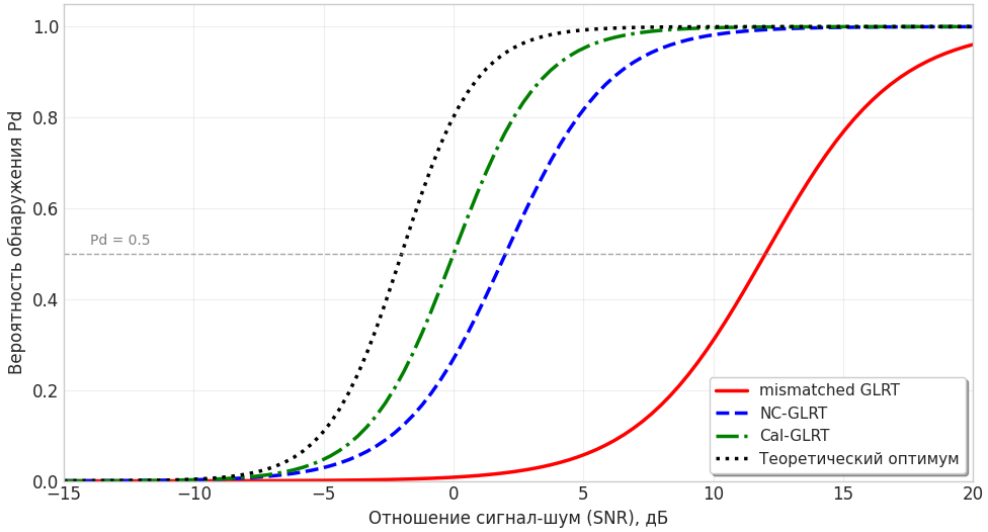


Рис.3. Вероятность обнаружения при фиксированной вероятности ложной тревоги $P_{fa}=10^{-4}$ (цель со скоростью 7 м/с)

На рисунке 2 отчетливо видно, что в отсутствие калибровки (mismatched GLRT) потери в отношении сигнал-помеха плюс шум достигают 15 дБ для целей с радиальной

скоростью 7 м/с, что делает их обнаружение практически невозможным. Данный эффект объясняется тем, что весовые коэффициенты адаптивного фильтра, рассчитанные на подавление помеховых отражений, формируют провал в диаграмме направленности, который при наличии фазовых ошибок смещается и частично подавляет полезный сигнал. Для более детального понимания зависимости эффективности алгоритмов от скорости цели на рисунке 4 представлены потери в отношении сигнал-помеха плюс шум при фиксированном входном отношении сигнал-шум SNR=10 дБ в зависимости от радиальной скорости цели.

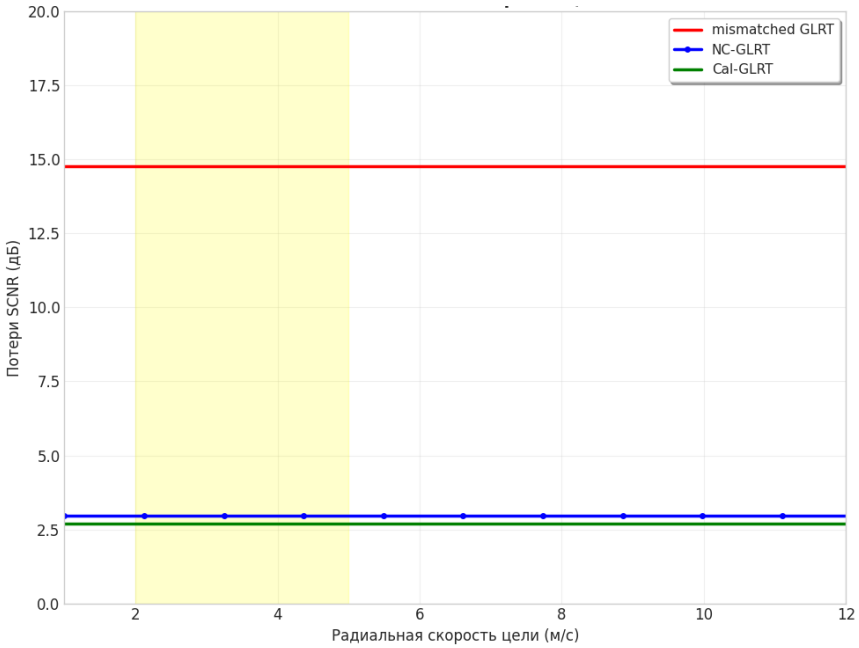


Рис. 4. Потери в отношении сигнал-помеха + шум при SNR=10 l< в зависимости от скорости цели

Данный график наглядно иллюстрирует, что mismatched GLRT демонстрирует катастрофически высокие потери (более 15 дБ) во всем диапазоне скоростей, причем максимальные потери наблюдаются в области медленных целей (3-5 м/с), где они достигают 18 дБ. Cal-GLRT показывает минимальные потери: менее 1 дБ для скоростей выше 6 м/с и около 3 дБ для медленных целей со скоростью 3 м/с. NC-GLRT занимает промежуточное положение с потерями 2-3 дБ для средних скоростей и 4-5 дБ для медленных целей. Особенно важно отметить, что в области скоростей 2-4 м/с, где традиционные алгоритмы практически неработоспособны, предложенные методы сохраняют приемлемую эффективность.

Калибровка управляющего вектора на основе оценки дисбаланса по отражениям от стационарной поверхности позволяет практически полностью восстановить потери, о чем свидетельствуют результаты Cal-GLRT на том же рисунке. Сравнение Cal-GLRT с теоретическим оптимумом, соответствующим случаю отсутствия дисбаланса, демонстрирует расхождение не более 0.5 дБ для целей со скоростью 7 м/с. Примечательно, что для более медленных целей со скоростью 3 м/с, попадающих в область наиболее интенсивных помеховых отражений вблизи нулевой доплеровской частоты, даже калиброванный обнаружитель показывает дополнительные потери порядка 2-3 дБ относительно идеального случая, что обусловлено остаточными флуктуациями весовых коэффициентов в области глубокого подавления помех. Частично некогерентный обнаружитель NC-GLRT, результаты которого показаны на рисунке 2.9

пунктирной линией, демонстрирует потери порядка 1-2 дБ относительно Cal-GLRT, что связано с отсутствием когерентного накопления по пространственной координате.

Однако важно отметить, что даже при таких потерях NC-GLRT обеспечивает устойчивое подавление помех и обнаружение целей без необходимости проведения процедуры калибровки в реальном времени, что делает его привлекательным для практической реализации в системах с ограниченными вычислительными ресурсами. При анализе результатов следует учитывать, что в рассмотренном модельном сценарии однородное распределение помеховых отражений создает благоприятные условия для оценки дисбаланса и коррекции управляющего вектора. В реальных условиях, характеризующихся неоднородностью помеховой обстановки, могут потребоваться дополнительные меры для обеспечения робастности оценивания, включая учет возможной зависимости дисбаланса от дальности и применение методов отбраковки выбросов. Полученные результаты позволяют заключить, что для целей обнаружения движущихся целей в мобильном пассивном радаре с ограниченным числом приемных каналов NC-GLRT представляет собой эффективное и практически реализуемое решение, обеспечивающее устойчивость к значительным канальным искажениям при минимальных вычислительных затратах.

4. Заключение

В настоящей работе решена задача разработки и исследования алгоритмов обнаружения движущихся целей в многоканальном мобильном пассивном радаре, функционирующем в условиях нескомпенсированного углозависимого дисбаланса приемных трактов. Показано, что наличие углозависимого дисбаланса амплитудно-фазовых характеристик приемных каналов является критическим фактором, ограничивающим эффективность пространственно-временной адаптивной обработки в мобильных пассивных радиолокационных системах. Стандартный обнаружитель mismatched GLRT, использующий теоретический управляющий вектор без учета канальных искажений, демонстрирует потери в отношении сигнал-помеха плюс шум до 15 дБ для целей со скоростью 7 м/с и до 18 дБ для медленных целей в диапазоне скоростей 3-5 м/с, что делает его практическое применение в реальных условиях неэффективным.

Разработанный некогерентный обнаружитель NC-GLRT обеспечивает устойчивое подавление помех и обнаружение целей без необходимости проведения процедуры калибровки в реальном времени. Потери данного алгоритма относительно теоретического оптимума составляют 1-2 дБ для целей со скоростью 7 м/с и 4-5 дБ для медленных целей со скоростью 3 м/с. Отсутствие требований к калибровке и низкая вычислительная сложность делают NC-GLRT привлекательным решением для практической реализации в системах с ограниченными вычислительными ресурсами.

Предложенный калиброванный обнаружитель Cal-GLRT, использующий оценку углозависимого дисбаланса по отражениям от стационарной подстилающей поверхности, позволяет практически полностью восстановить потери в эффективном отношении сигнал-помеха плюс шум. Расхождение с теоретическим оптимумом для целей со скоростью 7 м/с не превышает 0.5 дБ, а для медленных целей со скоростью 3 м/с составляет 2-3 дБ. Дополнительным преимуществом Cal-GLRT является возможность точной оценки направления на цель по максимуму статистики обнаружения.

Сравнительный анализ вероятности обнаружения при фиксированной вероятности ложной тревоги PFA=10−4PFA=10−4 показал, что для достижения вероятности обнаружения PD=0.9PD=0.9 требуемое отношение сигнал-шум составляет: для mismatched GLRT – 15 дБ, для NC-GLRT – 5 дБ, для Cal-GLRT – 2 дБ, тогда как

теоретический оптимум требует −1 дБ. Таким образом, калиброванный обнаружитель позволяет сократить энергетические потери более чем на 13 дБ по сравнению с некалиброванным аналогом.

Анализ зависимости эффективности алгоритмов от скорости цели показал, что область медленных целей (2-4 м/с) является наиболее сложной для обнаружения вследствие попадания сигналов в зону наиболее интенсивных помеховых отражений вблизи нулевой доплеровской частоты. В этой области даже калиброванный обнаружитель демонстрирует дополнительные потери 2-3 дБ относительно идеального случая, что обусловлено остаточными флуктуациями весовых коэффициентов в области глубокого подавления помех.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания «молодежная лаборатория» № FZGM-2024-0003

Литература

1. Башкиров, А. В. Оптимизация системы передачи информации от беспилотного летательного аппарата и повышение пропускной способности канала связи / А. В. Башкиров, М. В. Хорошайлова, А. С. Демихова // Вестник Воронежского института МВД России. – 2023. – № 4. – С. 140-148.
2. Klemm, R. Principles of space-time adaptive processing / R. Klemm. – London : Institution of Electrical Engineers, 2002. – 556 p. – (IEE radar, sonar, navigation, and avionics series; 12).
3. Malanowski, M. Signal processing for passive bistatic radar / M. Malanowski. – Norwood, MA : Artech House, 2019. – 385 p.
4. Colone, F. DVB-T Signal Ambiguity Function Control for Passive Radars / F. Colone, D. Langellotti, P. Lombardo // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2014. – Vol. 50, № 1. – P. 329-347.
5. Разработка QC-LDPC-декодера с высокой пропускной способностью для 5G беспроводной радиосвязи / А. В. Башкиров, М. В. Хорошайлова, П. П. Чураков, Е. В. Турецкая // Радиотехника. – 2022. – Т. 86, № 7. – С. 14-19.

References

1. Bashkirov, A.V. Optimization of the information transmission system from an unmanned aerial vehicle and increasing the bandwidth of the communication channel / A.V. Bashkirov, M. V. Khoroshailova, A. S. Demikhova // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia. – 2023. – No. 4. – pp. 140-148.
2. Klemm, R. Principles of space-time adaptive processing / R. Klemm. – London : Institute of Electrical Engineers, 2002. – 556 p. – (IEE radar, sonar, navigation, and avionics series; 12).
3. Malanowski, M. Signal processing for passive bistatic radar / M. Malanowski. – Norwood, MA : Artech House, 2019. – 385 p.
4. Colone, F. DVB-T Signal Ambiguity Function Control for Passive Radars / F. Colone, D. Langellotti, P. Lombardo // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2014. – Vol. 50, No. 1. – P. 329-347. 5. Development of a QC LDPC decoder with high throughput 5G wireless radio communication capability / A.V. Bashkirov, M. V. Khoroshailova, P. P. Churakov, E. V. Turk // Radio Engineering. – 2022. – Vol. 86, No. 7. – pp. 14-19.

ОБНАРУЖЕНИЕ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ МУЛЬТИКОПТЕРНОГО ТИПА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛЧМ СИГНАЛОВ

А. В. Леньшин[1], В. В. Лебедев[2], Д. Ю. Трифонов[1]

[1]ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия
[2]Филиал ВУНЦ ВВС «ВВА», Сызрань, Россия

Аннотация. Представлен алгоритм обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов (МБПЛА) мультикоптерного типа (МТ), базирующийся на создании набора комплексных дальностных портретов зоны обзора радиолокационной системы (РЛС) на интервале когерентного накопления информации с дальнейшим формированием на этой основе дальностно-доплеровского портрета наблюдаемого сектора пространства. Последующая режекция пассивных помех и выделение спектра эхосигнала цели алгоритмом CFAR служат основой формирования усредненного дальностного портрета зоны ответственности РЛС с однозначным выделением на нем отметок реальных МБПЛА МТ с помощью сверточных нейронных сетей (СНС).

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, мультикоптер, радиолокационная система, линейно частотно-модулированные сигналы, обнаружение.

DETECTION OF SMALL-SIZED MULTICOPTER-TYPE UNMANNED AERIAL VEHICLES USING FM SIGNALS

[1]A. V. Lenshin, [2]V. V. Lebedev, [1]D. Y. Trifonov

[1]Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia
[2]Branch of the Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Syzran, Russia

Abstract. An algorithm for detecting small-sized multicopter-type (MT) unmanned aerial vehicles (UAVs) is presented, based on the creation of a set of complex range portraits of the viewing area of a radar system (radar) in the interval of coherent information accumulation with the further formation of a range-Doppler portrait of the observed sector of space on this basis. The subsequent reduction of passive interference and the allocation of the target's echo spectrum by the CFAR algorithm serve as the basis for the formation of an average range portrait of the radar area of responsibility with unambiguous identification of the marks of real MT UAVs using convolutional neural networks (CNN)

Keywords: unmanned aerial vehicle, multicopter, radar system, linear frequency modulated signals, detection.

1. Введение

В военных конфликтах конца XX – начала XXI века стали активно развиваться формы и способы совместного применения пилотируемой и беспилотной авиации (БПЛА) в ходе боевых действий, стали разрабатываться требования к технологиям их взаимодействия, обмена информацией и организации совместных действий. В отличии от военных конфликтов прошлого БПЛА используются не только для разведки, наблюдения и корректировки артиллерийского и минометного огня, но и для поражения наземных (и морских) объектов [1]. Малоразмерные БПЛА (МБПЛА) создают реальную военную и террористическую угрозу военным объектам, топливо-энергетическому комплексу и элементам государственной инфраструктуры, важно эффективно их обнаруживать [2].

2. Постановка задачи исследования

Одной из важнейших задач современных радиоэлектронных систем наблюдения является обнаружение малоразмерных воздушных объектов (самолетов, вертолетов и БПЛА), что объясняется значительным увеличением объемов производства МБПЛА и возрастанием степени угроз, обусловленных их широким использованием. На рисунке 1 приведены данные о потерях БПЛА Вооруженными Силами Украины (ВСУ) в ходе специальной военной операции (СВО) в 2024 и 2025 годах [3].

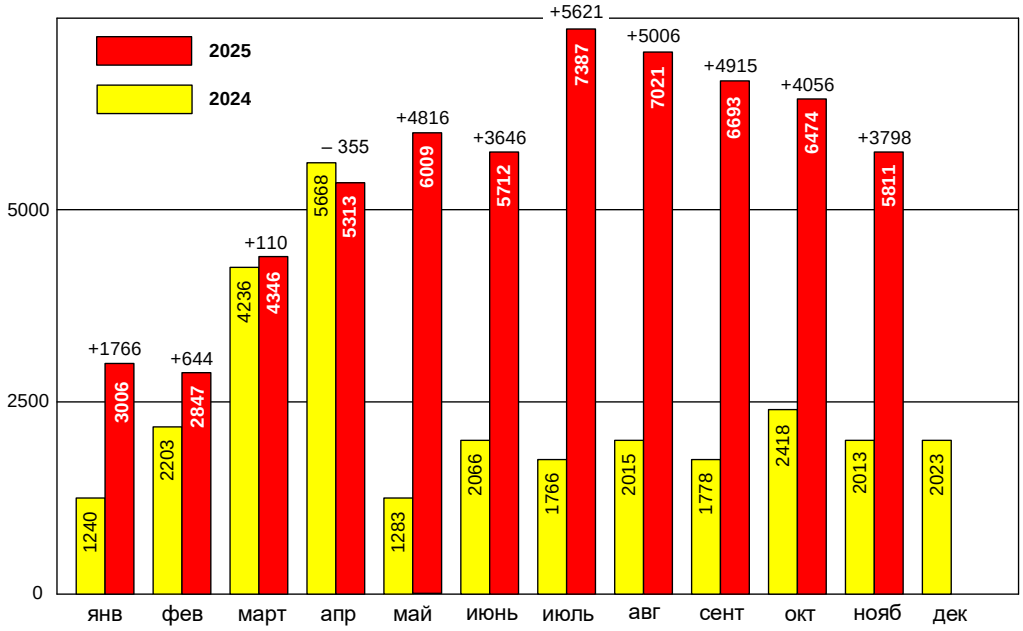


Рис. 1. Данные о потерях БПЛА ВСУ в ходе СВО в 2024 и 2025 годах

В настоящее время из вспомогательного средства БПЛА превратились в грозное оружие, способное переломить ход отдельного боя и существенно изменившее тактику применения тяжелого вооружения и живой силы. Первым этапом при организации противодействия БПЛА является обнаружение. Без вскрытия факта полета БПЛА, траектории его движения, других важных для целеуказания средству противодействия значимых характеристик, противодействие БПЛА будет невозможно [4].

Средствами обнаружения БПЛА могут выступать:

– средства радиолокационной разведки (РЛР) – различные РЛС;

– средства радио- и радиотехнической разведки (РРТР) разведки – станции контроля радиоизлучений, пеленгаторные посты;

– средства оптико-электронной разведки (ОЭР) – средства теле- и фотонаблюдения в видимом и инфракрасном (ИК) диапазонах;

– средства акустической разведки (АР) – микрофоны и звукоулавливатели [1].

Для современных средств обнаружения наиболее сложными целями являются именно малогабаритные БПЛА [5]. К дополнительным факторам, которые мешают эффективному обнаружению МБПЛА, следует отнести:

1) использование высокоманевренных (например, «змейка») или «рваных» (с периодическим зависанием или резким снижением скорости) режимов полета;

2) использование в конструкции БПЛА пластиковых и композиционных материалов, слабо отражающих ЭМИ;

3) использование для управления БПЛА не выделенных командных радиолиний управления (КРУ) на основе отдельных средств связи, а уже существующей связной инфраструктуры мобильных операторов связи и точек доступа Wi-Fi.

Целью данной работы является повышение эффективности обнаружения МБПЛА за счет использования алгоритма обнаружения МБПЛА МТ, базирующегося на применении набора комплексных ДП зоны обзора РЛС на интервале когерентного накопления информации.

3. Основные результаты исследований

Обнаружение малоразмерных БПЛА в военных и гражданских целях стандартными РЛС затруднено из-за малых значений ЭПР, низкой заметности и способности к групповому полету. Это создает потребность в мобильных переносных радарах, способных обеспечивать раннее обнаружение угроз и оперативную защиту объектов. Современные переносные РЛС справляются с этим за счет использования ЭМВ (X-, Ku-, Ka-диапазонов), сложных алгоритмов селекции движущихся целей (СДЦ) и адаптивных методов цифровой обработки сигналов.

Специализированные многофункциональные РЛС работают в диапазоне 2…18 ГГц и способны осуществлять качественное обнаружение (на дальности до 20 км), надежное сопровождение (на дальности до 5 км) и распознавание типов МБПЛА только в беспомеховой обстановке с использованием новых методов обработки сигналов. Переносные РЛС – ключевой элемент защиты от дронов. Их мобильность и способность к интеграции делают их незаменимыми. В будущем их эффективность возрастет благодаря улучшенным алгоритмам и увеличенной дальности. Обнаружение с помощью радиолокации эффективно, если ЭПР цели не меньше определенной разрешающей способности РЛС. Расчетные дальности обнаружения объекта с ЭПР 0,1 м2 и 0,01 м2 для разных диапазонов длин волн приведены в таблице 1 [6].

Таблица 1. Расчетная дальность обнаружения объектов с малой ЭПР

ЭПР, м^2	Дальность обнаружения для различных диапазонов длин волн, км		
	метровый	дециметровый	сантиметровый
0,1	8…14	9…16	12…25
0,01	0,1…1,5	0,8…2	1,4…2,8

Результаты полигонных испытаний не всегда соответствуют реальным условиям эксплуатации, в реальных условиях дальность обнаружения объекта с ЭПР 0,01 м^2 фактически стремится к нулю. Необходимо искать решения в усовершенствовании РЛС – применение сигналов, обеспечивающих высокую разрешающую способность, использование новых алгоритмов обработки сигнала. Алгоритм обнаружения и распознавания МБПЛА с использованием радиолокационных изображений (РЛИ) и нейронных сетей (НС) предложен в работе [7].

В последнее время наблюдается увеличение интереса к РЛС с непрерывным линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) зондирующим сигналом (ЗС) [8], использование которого позволяет существенно уменьшить пиковую мощность излучения РЛС, снизить энергопотребление и улучшить массогабаритные и стоимостные характеристики РЛС.

ЛЧМ зондирующий сигнал с амплитудой A_0, длительностью $\tau_{\text{И}}$, периодом следования $T_{\text{И}}$ и девиацией частоты Δf можно записать в виде

$$s_{\text{ЛЧМ}}(t) = A_0 \cos\left[2\pi f_0 t + \frac{\pi \Delta f}{T_{\text{И}}} t^2\right], \; -\frac{\tau_{\text{И}}}{2} \le t \le \frac{\tau_{\text{И}}}{2}. \qquad (1)$$

Структурная схема РЛС с непрерывным ЛЧМ сигналом представлена на рисунке 2, на котором обозначено: АС – антенная система; МШУ – малошумящий усилитель; СМ – смеситель; ВУ – видеоусилитель с АРУ; ФНЧ – фильтр нижних частот; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; СЦОС – система цифровой обработки сигнала; УМ – усилитель мощности; НО – направленный ответвитель; ФЗС – формирователь зондирующего сигнала; СЧ – синтезатор частот; ОГ – опорный генератор.

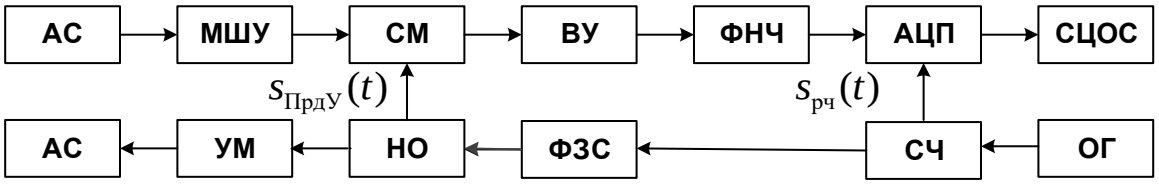


Рис. 2. Структурная схема РЛС с непрерывным ЛЧМ сигналом

На основе методологии работы [9] разработан алгоритм обнаружения малоразмерных БПЛА мультикоптерного типа (МТ) с использованием ЛЧМ сигналов, представленный на рисунке 3.

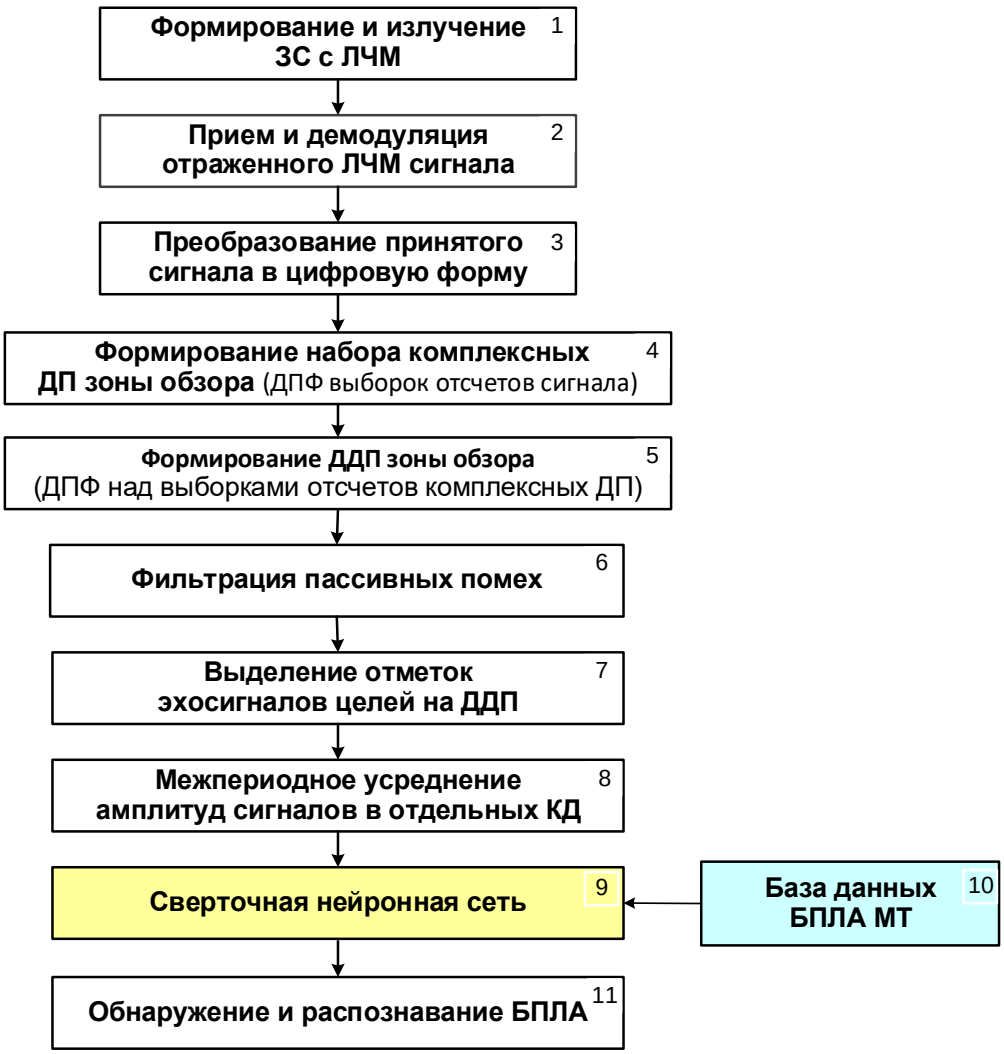


Рис. 3. Алгоритм обнаружения БПЛА МТ с использованием ЛЧМ сигналов

Рассмотрим этапы алгоритма обнаружения БПЛА МТ с использованием ЛЧМ сигналов в РЛС с непрерывным излучением.

1. Формирование и излучение ЗС с ЛЧМ.

Сигнал, формируемый ПрдУ РЛС (рис. 2) и излучаемый в течение отдельного периода зондирования *T*, описывается выражением

$$s_{\text{ПрдУ}}(t) = A_0 \cos\left[2\pi f_0 t + (b/2)t^2 + \varphi_0\right],\ t \in [0;T], \tag{2}$$

где A_0 – амплитуда ЗС; f_0 – начальная частота; $b = 2\pi\,\Delta f_{\text{С}}/T$ – скорость изменения частоты; $\Delta f_{\text{С}}$ – ширина спектра сигнала; φ_0 – начальная фаза.

2. Прием и демодуляция отраженного ЛЧМ сигнала (эхосигнала). Принятый эхосигнал перемножается с опорным сигналом $s_{\text{ПрдУ}}(t)$ в СМ (рис. 2), на выходе ФНЧ формируется сигнал разностной частоты $s_{\text{рч}}(t)$.

Частота среза ФНЧ определяется выражением

$$f_{\text{СР}} = R_{\max}/C_{\text{R}}, \tag{3}$$

где $R_{\max}$ – ограничение по дальней границе зоны обзора РЛС; $C_{\text{R}} = cT/(2\Delta f_{\text{С}})$ – коэффициент пересчета значений дальности до цели в соответствующие значения разностной частоты; c – скорость света.

Сигнал разностной частоты на выходе ФНЧ описывается выражением

$$s(t) = A_0 \cos\left[2\pi f_0 \tau(t) + b\tau(t)t - (b/2)\tau^2(t) + \varphi_0\right],\ t \in \left[0;T\right], \tag{4}$$

где $\tau(t) = 2R(t)/c$ – время задержки; $R(t)$ – закон изменения расстояния между РЛС и целью.

На практике изменением времени задержки эхосигнала в течение периода модуляции можно пренебречь [9]. В этом случае демодулированный эхосигнал на *n*-м зондировании описывается более простым выражением

$$s_n(t) = A_0 \cos(2\pi f_{\text{р_}n} t + \varphi_n),\ t \in \left[0;T\right],\ n = \overline{1, N_f}, \tag{5}$$

где $f_{\text{р_}n} = b\tau_n/2\pi$ – разностная частота демодулированного эхосигнала; $\varphi_n = 2\pi f_0 \tau_n + \varphi_0$ – начальная фаза; $\tau_n = 2RnT/c$ – время задержки эхосигнала в начале *n*-го зондирования; $N_f = T_{\text{и}}/T$; $T_{\text{и}}$ – длительность интервала когерентного накопления.

3. Преобразование полученного сигнала в цифровую форму. Частота дискретизации демодулированного эхосигнала при его аналого-цифровом преобразовании выбирается согласно классическому условию $F_{\text{АЦП}} = 2 f_{\text{СР}}$ [10]. После дискретизации и запоминания в памяти СЦОС (рис. 2) демодулированный сигнал представляет собой двумерный массив отсчетов

$$\mathbf{S} = \{s_{i,n}\},\ s_{i,n} = s_n(t_i),\ i = \overline{0, N_{\text{СЧ}} - 1},\ n = \overline{0, N_f - 1}, \tag{6}$$

где $t_i = i\Delta t = i/F_{\text{АЦП}}$; $N_{\text{СЧ}} = F_{\text{АЦП}} T$.

4. Формирование набора комплексных дальностных портретов (ДП) зоны обзора. Двумерный ДП зоны обзора формируется следующей операцией

$$\dot{S}_{\text{R}} = F_{\parallel}\left\{\mathbf{S}; K_{\text{R}}\right\}, \tag{7}$$

где $F_{\parallel}\{\cdot\}$ – оператор ДПФ, выполняемый с коэффициентом частотной интерполяции K_{R} над всеми N_f столбцами двумерного массива отсчетов дискретизированного эхосигнала $\mathbf{S}(2)$, зарегистрированного в течение интервала когерентного накопления $T_{\text{КН}}$.

Спектр эхосигнала (5), принятого в отдельном периоде зондирования, описывается выражением

$$\dot{S}_{\mathrm{R}}(f)=\frac{A_0T}{2}\left|\frac{\sin\left[\pi T(f_{\mathrm{p}_n}-f)\right]}{\pi T(f_{\mathrm{p}_n}-f)}\right|\cdot\exp\left\{j[\pi T(f_{\mathrm{p}_n}-f)]+\varphi_n\right\},\qquad(8)$$

Составляющие его отсчеты дискретных ДП определяются выражением

$$\dot{s}_{R_{n,k}}=\frac{A_0T}{2}\left|\frac{\sin\left[\pi T(f_{\mathrm{p}_n}-f_k)\right]}{\pi T(f_{\mathrm{p}_n}-f_k)}\right|\cdot\exp\left\{j\left[\pi T(f_{\mathrm{p}_n}-f_k)\right]+\varphi_n\right\},\qquad(9)$$

где $f_k=k\delta f_{\mathrm{p}}=k/(K_{\mathrm{R}}T)$; $\delta f_{\mathrm{p}}=1/(K_{\mathrm{R}}T)$ – шаг изменения разностной частоты на ДП [8].

5. Формирование дальностно-доплеровского портрета (ДДП) зоны обзора (ДПФ над выборками отсчетов комплексных ДП, соответствующих одинаковым наклонным дальностям (выборками отсчетов отдельных каналов дальности (КД)).

Из анализа выражения (8) следует, что положение максимума огибающей спектра соответствует разностной частоте демодулированного сигнала f_{p_n}, причем фаза гармоники φ_n на этой частоте определяется временной задержкой эхосигнала на *n*-м зондировании. Среднее значение доплеровского изменения частоты на интервале наблюдения $[(n-1)T;nT]$ определяется через отношение приращения фазы к периоду модуляции сигнала

$$f_{\mathrm{д}_n}=(\varphi_n-\varphi_{n-1})/(2\pi T).\qquad(10)$$

ДДП зоны обзора формируется с помощью операции

$$\dot{S}_{\mathrm{F}}=F_{=}\left\{\dot{S}_{\mathrm{R}};K_{\mathrm{F}}\right\},\qquad(11)$$

где $F_{=}\{\cdot\}$, – оператор ДПФ, выполняемый с коэффициентом частотной интерполяции K_{F} над всеми N_r строками двумерного массива отсчетов ДП $\dot{S}_{\mathrm{R}}$ (7), зарегистрированного в течение интервала когерентного накопления.

Коэффициенты частотной интерполяции K_{R} в выражении (7) и K_{F} в выражении (11) определяют количество цифровых отсчетов на одну спектральную составляющую. Их значения в диапазоне 1...8 определяются производительностью устройства ЦОС и требуемой детализацией ДДП [8]. На основе оценки положения максимума огибающей двумерного спектра эхосигнала цели, т.е. определения номера его строки *k* и столбца *m* на ДДП можно перейти к оценкам ее дистанции и скорости движения

$$\hat{R}=C_{\mathrm{R}}(f_{\mathrm{p}_k}-f_{\mathrm{д}_m}),\qquad(12)$$

$$\dot{v}_{\mathrm{R}}=-f_{\mathrm{д}_m}c/(2f_0),\qquad(13)$$

где $f_{\mathrm{д}_m}=(m-K_{\mathrm{F}}N_f/2)\delta f_{\mathrm{д}}$ – доплеровский сдвиг частоты эхосигнала цели; $\delta f_{\mathrm{д}}=1/(K_{\mathrm{F}}T_{\mathrm{КН}})$ – значение шага доплеровской частоты на ДДП.

6. Фильтрация пассивных помех. С целью исключения обнаружения и оценки параметров эхосигналов неподвижных отражателей процедуре поиска частотных пиков (определения индексов *k* и *m*) должен предшествовать этап режекции спектральных составляющих, расположенных в области нулевых значений доплеровских частотных сдвигов. Огибающая спектральной плотности мощности пассивных помех довольно точно аппроксимируется экспоненциальной моделью

$$S_{\mathrm{ПП}}(f)=\frac{1}{\sqrt{2}\sigma_f}\exp\left(\frac{\sqrt{2}|f|}{\sigma_f}\right),\qquad(14)$$

где $\sigma_f = 2\sigma_v/\lambda$; σ_v – среднеквадратическое значение скорости движения пассивных отражателей (от 0,12 м/с при легком ветре до 0,37 м/с при штормовом); $\lambda = c/f_0$ [11].

С учетом выражений (12), (13) пассивные помехи можно режектировать, поочередно построчно перемножая элементы массива $\dot{S}_{\text{F}}$ (11) с вектором отсчетов **U**, элементы которого определяются как

$$U_m = 1 - \sqrt{\exp\left(\frac{\sqrt{2}\left|f_{\text{д}_m}\right|}{\sigma_f}\right)}. \qquad (15)$$

7. Выделение отметок эхосигналов целей на дальностно-доплеровском портрете с использованием адаптивного детектора локальных неоднородностей. Адаптивное обнаружение частотных пиков можно осуществить при помощи детектора типа CFAR (Constant False Alarm Rate) [8], принцип функционирования которого в самом общем виде состоит в анализе отсчетов, локализованных в пределах прямоугольной скользящей области. Определение порога обнаружения осуществляется на основе оценки плотности распределения отсчетов в зоне фоновых отражений. Если значение достаточной статистики, определяемое по отсчетам тестируемой зоны, превышает значение этого порога, принимается решение об обнаружении цели.

Размеры тестируемой зоны задаются, исходя из ожидаемого диапазона скоростей воздушных объектов. Ее минимальная протяженность по координате дальности обычно определяется выражением

$$n_r = (1,3...1,5)\,\Delta R_{\max}/(C_{\text{R}}\delta f_{\text{р}}), \qquad (16)$$

по координате доплеровского сдвига

$$n_{\text{д}} = (1,3...1,5)(2f_0\Delta v_{\max})/(c\delta f_{\text{д}}), \qquad (17)$$

где $\Delta R_{\max} = v_{\max}T_{\text{н}}$ – изменение расстояния между РЛС и БПЛА, движущимся с максимальной скоростью $v_{\max}$, за интервал когерентного накопления $T_{\text{КН}}$; $\Delta v_{\max}$ – максимальное изменение радиальной скорости движения БПЛА, движущегося с максимальной скоростью $v_{\max}$, за тот же интервал когерентного накопления $T_{\text{КН}}$ [9].

8. Межпериодное усреднение амплитуд сигналов в отдельных каналах дальности. Характерной особенностью ДДП малоразмерных БПЛА, в первую очередь таких, как мультикоптеры, является многомодальность спектра доплеровских частот [12]. В результате точное определение скорости движения БПЛА становится затруднительным вследствие значительной неоднозначности доплеровского сдвига частоты ее эхосигнала. В этом случае целесообразно использовать CFAR-детектор не для точной локализации отметки БПЛА, а для подавления областей ДДП, уровень сигнала в которых не превышает пороговый. Последующее некогерентное суммирование его столбцов (огибающих ДП в отдельных доплеровских каналах) позволяет сформировать усредненный одномерный ДП зоны обзора

$$\overline{S_k} = (1/N_f K_{\text{F}}) \sum_{m=0}^{N_f K_{\text{F}}-1} \left|\tilde{s}_{\text{F}_{k,m}}\right|, \qquad (18)$$

где $\tilde{\mathbf{s}}_{\text{F}} = \{\tilde{s}_{\text{F}_{k,m}}\}$ – массив отсчетов ДДП зоны обзора после выполнения процедур подавления пассивных помех и фоновых шумов.

9. Сверточная нейронная сеть. Перспективным направлением для применения нейронных сетей сверточного типа (СНС) стоит отметить распознавание МБПЛА [13]. Основным распознавательным признаком служит наличие у МБПЛА пропеллерной

(роторной) модуляции [14]. Также могут использоваться траекторные признаки, однако этот вопрос обычно решается на этапе вторичной обработки отметок целей.

Эффект Доплера вызывает смещение частоты сигнала при отражении от движущегося относительно РЛС объекта. Если у БПЛА есть части, которые движутся относительно него (например, пропеллеры), они вносят дополнительную составляющую в эффект Доплера. Также это выражается в быстрых флуктуациях ЭПР и мощности отраженного сигнала. Этот эффект называется пропеллерной (роторной) модуляцией [6], он возникает из-за отражения сигнала от вращающегося с высокой скоростью винта. В результате у принятого ЛЧМ сигнала появляются дополнительные модуляционные составляющие спектра, расположенные симметрично относительно спектра несущей сигнала, отраженного от корпуса цели. Частота их повторения указывает на частоту вращения винта. Это один из признаков, позволяющих классифицировать цель [6].

Аналогичный эффект возникает и с БПЛА, оснащенными лопастями из радио непрозрачных материалов. Материалы, из которых изготавливаются лопасти дронов, включают пластик, композиты на основе углеродного волокна (карбон) и металл. Последние два варианта используются довольно часто. Лопасти из этих материалов получаются более жесткими и прочными, что улучшает летные характеристики. Поскольку эти материалы радио непрозрачны, каждая лопасть даст эффект пропеллерной модуляции, формируя характерный спектр сигнала. Такое искажение сигнала легче идентифицировать как отраженный сигнал от БПЛА [15].

АО НТЦ «Модуль» выпускает нейропроцессоры на базе векторно-матричной архитектуры NeuroMatrix К1879ВМ8Я (технология изготовления – 28 нм КМОП), К1879ВМ6Я (65 нм), К1879ВМ5Я (90 нм), реализующие глубокие нейронные сети NeuroMatrix Deep Learning (NMDL). На базе К1879ВМ8Я разработаны и серийно поставляются нейроускорители NM Quard и NM Card Mini [16]. Процессор К1879ВМ8Я (NM6408) содержит 16 ядер NMC4 оригинальной архитектуры NeuroMatrixCore 4 (FP32/64, 1 ГГц) разработки АО НТЦ «Модуль» и 5 ядер архитектуры ARM Cortex A5 (800 МГц), производительность FP32 – 512 GFLOP/c, FP64 – 128 GFLOP/c, 5 ГБ памяти DDR3, пропускная способность (суммарная) интерфейсов межпроцессорного обмена 160 Гб/с.

10. База данных БПЛА мультикоптерного типа. Для эффективного обнаружения БПЛА с помощью искусственного интеллекта необходимо оцифровать и собрать в единую базу данных все комплексные сигнатуры основных моделей БПЛА, необходимо постоянно пополнять базу новыми данными, что позволит быстро идентифицировать и распознать малоразмерные БПЛА МТ.

На этапе первичной обработки для классификации сигналов, отраженных от вращающихся структур, могут использоваться следующие признаки: 1) период повторения модуляционных составляющих $T_{\text{МОД}}$, зависящий от частоты вращения и количества лопастей; 2) ширина спектра сигнала $\Delta F_{\text{С}}$; 3) длительность модуляционных составляющих $\tau_{\text{М}_i}$ в моменты времени, когда одна из лопастей перпендикулярна линии визирования; 4) ширина главного пика автокорреляционной функции $\Delta F_{\text{АКФ}}$, которая жестко связана с шириной спектра отраженного сигнала.

Набор признаков и методы их оценки формируются в каждой РЛС отдельно в зависимости от классов обнаруживаемых БПЛА и возможностей РЛС. Все вышеописанные параметры могут быть использованы как азбука признаков для распознавания нейронной сетью сверточного типа.

11. Обнаружение и распознавание БПЛА. Горизонтальная полоса различной интенсивности на фиксированной дальности, порожденная доплеровскими составляющими эхосигналов от вращающихся винтов мультикоптера, на всех ДДП зоны

обзора РЛС будет говорить об обнаружении МБПЛА МТ. Наличие подобной отметки можно считать информативным признаком воздушного объекта МТ.

Дальнейшая обработка усредненного ДП может включать оценку дальности до МБПЛА. Определение скорости при этом обеспечивается за счет оценки смещения отметки цели (МБПЛА) по дальности за промежуток времени между соседними интервалами когерентного накопления, т.е. с использованием традиционных методов вторичной обработки радиолокационных сигналов [17]. Недостаток такого подхода представляет невозможность разрешения целей, находящихся на одной дальности, по их доплеровским сдвигам. Однако если учесть, что полоса частот в современных РЛС с непрерывным излучением составляет десятки и сотни мегагерц, т.е. что разрешение по наклонной дальности составляет около метра или лучше, такую ситуацию можно считать маловероятной и, в любом случае, весьма непродолжительной.

4. Заключение

В данной работе представлен алгоритм обнаружения МБПЛА МТ, базирующийся на создании набора комплексных ДП зоны обзора РЛС на интервале когерентного накопления информации с дальнейшим формированием на этой основе ДДП наблюдаемого сектора пространства. Последующая режекция пассивных помех и выделение спектра эхосигнала цели алгоритмом типа CFAR служат основой формирования усредненного ДП зоны ответственности РЛС с однозначным выделением на нем отметок реальных МБПЛА МТ с помощью СНС.

Литература

1. Макаренко С.И. Противодействие малоразмерным беспилотным летательным аппаратам. Монография. – СПб: Наукоемкие технологии, 2020. – 204 с.
2. Леньшин А.В., Смирнов Д.И. Особенности обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов I Международной ВНК, посвященной памяти конструкторов вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2021. – С. 160–164.
3. Потери Украины за время спецоперации. – URL: https://mskvremya.ru/article /2023/1520-poteri-ukrainy-za-vremya-spetsoperatsii (дата обращения: 03.01.2026).
4. Леньшин А.В., Карасов Р.Р. Современные способы и средства обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов V Международной военно-научной конференции, посвященной памяти конструкторов вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2025. – С. 211–217.
5. Макаренко С.И., Старостин А.В. Противовоздушная оборона страны от ударов беспилотных летательных аппаратов и крылатых ракет: новые угрозы, проблемные вопросы, технико-экономический анализ вариантов архитектуры // Системы управления, связи и безопасности. – 2024. – № 2. – С. 86–148.
6. Коптев В.А. Анализ БПЛА и их демаскирующих факторов для средств обнаружения // International Journal of Humanities and Natural Sciences. – 2024. – vol. 6-1 (93). – Pp. 236–243.
7. Трифонов Д.Ю., Карасов Р.Р. Модели и алгоритм радиоэлектронного противодействия беспилотным летательным аппаратам малого класса // Перспективы развития авиационного радиоэлектронного оборудования / Сб. ст. по материалам XII НПК «Молодежные чтения, посвященные памяти Ю.А. Гагарина». – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2025. – С. 185–191.

8. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением: монография. – М.: Радиотехника, 2020. – 280 с.
9. Купряшкин И.Ф., Соколик Н.В. Алгоритм обработки сигналов в радиолокационной системе с непрерывным частотно-модулированным излучением в интересах обнаружения малозаметных воздушных объектов, оценки их дальности и скорости движения // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2019. – Т. 22, № 1. – С. 39–47.
10. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. – Изд. 3-е, испр. – М.: Техносфера, 2019. – 1048 с.
11. Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Сколника. Пер. с англ. под общ. ред. В.С. Вербы в 2 книгах. Кн. 1. – М.: Техносфера, 2015. – 672 с.
12. Peto T., Bilicz S., Szucs L., Gyimothy S., Pavo J. The radar cross section of small propellers on un manned aerial vehicles // EuCAP 2016 (Davos, Switzerland, 10–15 April). – 2016. – Pp. 1–4.
13. Ясенцев Д.А., Нгиа Б.Ч. Методы оценки параметров сигналов, отраженных от вращающихся структур // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – 2025. – Т. 207. – № 4. – С. 41–48.
14. Rahman S., Robertson D.A. Classification of drones and birds using convolutional neural networks applied to radar micro Doppler spectrogram images // IET Radar Sonar Navigate. – 2020. – Vol. 14. – No. 5. – P. 653–661.
15. Митрофанов Д.Г., Шишков С.В. Инновационный подход к вопросу обнаружения малогабаритных беспилотных летательных аппаратов // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2018. – № 1. – С. 28–40.
16. К1879ВМ8Я. – URL: https://www.module.ru/products/1/26-18798 (дата обращения: 07.12.2025).
17. Кристаль В.С. Оптимальная обработка радиолокационных сигналов. – М.: Новое время, 2014. – 208 с.

REFERENCES

1. Makarenko S.I. Countering small-sized unmanned aerial vehicles. The monograph. St. Petersburg: Science–intensive Technologies, 2020. – 204 p.
2. Lenshin A.V., Smirnov D.I. Features of detecting small-sized unmanned aerial vehicles // Actual problems of the development of weapons and military aviation equipment (helicopters): collection of materials of the First International Scientific Conference dedicated to the memory of helicopter designers M.L. Mil and N.I. Kamov. – Kirov: MTSITO Publishing House, 2021. – Pp. 160–164.
3. Ukraine's losses during the special operation. – URL: https://mskvremya.ru/article /2023/1520- poteri-ukraine-za-vremya-spetsoperatsii (accessed: 01.03.2026).
4. Lenshin A.V., Karasov R.R. Modern methods and means of detecting small-sized unmanned aerial vehicles // Actual problems of the development of weapons and military aviation equipment (helicopters): collection of materials of the V International Military Scientific Conference dedicated to the memory of helicopter designers M.L. Mil and N.I. Kamov. Kirov: MTSITO Publishing House, 2025. – Pp. 211–217.
5. Makarenko S.I., Starostin A.V. The country's air defense against strikes by unmanned aerial vehicles and cruise missiles: new threats, problematic issues, technical and economic analysis of architecture options // Control, communications and security systems. - 2024. – No. 2. – Pp. 86-148.

6. Koptev V.A. Analysis of UAVs and their unmasking factors for detection tools // International Journal of Humanities and Natural Sciences. – 2024. – vol. 6-1 (93). – Pp. 236–243.
7. Trifonov D.Yu., Karasov R.R. Models and algorithm of electronic countermeasures for small-class unmanned aerial vehicles // Prospects for the development of aviation radio-electronic equipment / Collection of articles based on the materials of the XII Scientific and Practical Conference «Youth readings dedicated to the memory of Yuri Gagarin». Voronezh: VUNTS VVS «VVA», 2025. – Pp. 185-191.
8. Kupryashkin I.F., Likhachev V.P., Ryazantsev L.B. Small-sized radars with continuous frequency–modulated radiation: monograph. – M: Radiotechnika, 2020. – 280 p.
9. Kupryashkin I.F., Sokolik N.V. Signal processing algorithm in a radar system with continuous frequency-modulated radiation in the interests of detecting inconspicuous aerial objects, estimating their range and speed // News of Russian universities. Radio electronics. – 2019. – Vol. 22, No. 1. – Pp. 39–47.
10. Oppenheim A., Shafer R. Digital signal processing. – 3rd ed., ispr. – M.: Technosphere, 2019. – 1048 p.
11. Handbook of radar / Edited by M.I. Skolnik. Translated from English. under the general editorship of V.S. Verba in 2 books. Book 1. – M.: Technosphere, 2015. – 672 p.
12. Peto T., Bilicz S., Szucs L., Gyimothy S., Pavo J. The radar cross section of small propellers on un manned aerial vehicles // EuCAP 2016 (Davos, Switzerland, 10–15 April). – 2016. – Pp. 1–4.
13. Yasentsev D.A., Ngia B.C. Methods for estimating the parameters of signals reflected from rotating structures // Questions of electromechanics. Proceedings of VNIIEM. – 2025. – Vol. 207. – No. 4. – Pp. 41–48.
14. Rahman S., Robertson D.A. Classification of drones and birds using convolutional neural networks applied to radar micro Doppler spectrogram images // IET Radar Sonar Navigate. – 2020. – Vol. 14. – No. 5. – P. 653–661.
15. Mitrofanov D.G., Shishkov S.V. An innovative approach to the issue of detecting small-sized unmanned aerial vehicles. Izvestiya SFU. Technical sciences. – 2018. – No. 1. – Pp. 28–40.
16. K1879BM8Я. – URL: https://www.module.ru/products/1/26-18798 (accessed: 07.12.2025).
17. Kristal V.S. Optimal processing of radar signals. – M.: Novoe Vremya, 2014. – 208 p.

АНАЛИЗ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ НАДВОДНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ИХ МНОГОТОЧЕЧНЫХ МОДЕЛЕЙ С УЧЕТОМ ПЕРЕОТРАЖЕНИЙ С МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ

В.Б. Сучков[1], Н.А. Зельницкий[1], И.А. Доденко[2]

[1]МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Российская Федерация
[2]АО «ВПК «НПО машиностроения», г. Реутов, Московская область.

Аннотация. В работе предлагается методология учета эффектов переотражения зондирующего электромагнитного поля между элементами имитируемой радиофизической сцены в стендах полунатурного моделирования радиолокационных систем. Особенностью данной методологии является использование для расчета характеристик рассеяния антропогенных объектов локации и подстилающих поверхностей их многоточечных моделей, сформированных с учетом переотражения зондирующего электромагнитного поля. В работе, на примере исследования влияния эффектов переотражения зондирующего электромагнитного поля на формируемые радиолокационные изображения надводных объектов в стенде математического моделирования радиолокатора с синтезированной апертурой антенны, показана возможность формирования эффектов переотражения зондирующего электромагнитного поля при использовании многоточёчных моделей объектов локации в стендах полунатурного моделирования радиолокационных систем.

Ключевые слова: многоточечная модель; эффективная площадь рассеяния; радиолокационная станция; радиолокатор с синтезированной апертурой антенны; радиолокационное изображение.

ANALYSIS OF RADAR IMAGES OF MARINE OBJECTS BASED ON THEIR MULTIPLE-POINT MODELS, CONSIDERING REFLECTIONS FROM THE SEA SURFACE

V.B. Suchkov[1], N.A. Zelnitskiy[1], I.A. Dodenko[2]

[1]Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation
[2]NPO Mashinostroyenia, Reutov, Russian Federation.

Abstract. This paper proposes a methodology for accounting for the effects of multiple reflections of a probing electromagnetic field between elements of a simulated radiophysical scene in semi-naturalistic radar system simulation setups. A distinctive feature of this methodology is the use of multi-point models of anthropogenic objects and underlying surfaces, formed by taking into account the multiple reflections of the probing electromagnetic field, to calculate the scattering characteristics. This paper, using the example of a study of the influence of electromagnetic field multi-reflection effects on radar images of marine objects in a synthetic aperture radar mathematical modeling setup, demonstrates the feasibility of generating electromagnetic field multi-reflection effects using multi-point models of radar objects in semi-naturalistic radar system modeling setups.

Keywords: multi-point model; radar cross-section; radar station; synthetic aperture radar; radar image.

1. Введение

При решении задачи обнаружения и распознавания надводного объекта одним из основных типов естественных пассивных помех является помеха типа «антипод». Данная

помеха образуется путем переотражения морской поверхностью рассеянного надводным объектом зондирующего электромагнитного поля в сторону приемной антенны радиолокационной станции (РЛС). Также, данный тип помехи может быть создан корабельными активными системами радиоэлектронного подавления, путем переизлучения в сторону морской поверхности (с возможностью усиления и задержки по времени) сигнала зондирующей РЛС, под необходимыми для переотражения в сторону приемной диаграммы антенны данной РЛС углами.

Помеха типа «антипод» в первую очередь направлена против бортовых РЛС проводящих обнаружение, выбор и сопровождение надводного объекта, но также влияет на обнаружение и идентификацию надводных объектов (особенно малоразмерных) средствами радиолокатора с синтезированной апертурой антенны (РСА).

В связи с вышесказанным, можно констатировать, что имитация переотражений морской поверхностью рассеянного надводным объектом зондирующего электромагнитного поля является важной задачей для обеспечения оптимальности наземной отработки бортовых радиолокационных систем.

Заключительным и комплексным этапом наземной отработки бортовых радиолокационных систем является этап отработки на стендах полунатурного моделирования в реальном масштабе времени, что предъявляет к средствам имитации отраженного радиолокационного сигнала дополнительные требования в части обеспечения высокой точности имитации радиолокационных характеристик объектов локации и быстродействия. При этом, при отработке таких радиолокационных систем как радиолокатор с РСА [2], выставляется дополнительное требование высокой детализации модели имитируемой радиофизической сцены, содержащей как модели антропогенных объектов так модели подстилающих поверхностей. Данным требованиям удовлетворяет решение, основанное на применение многоточёчных моделей объектов локации [1, 3, 6, 10] при формировании рассеянного радиолокационного сигнала.

При этом, многоточёчные модели объектов локации позволяют учитывать эффекты переотражения зондирующего электромагнитного поля как между элементами антропогенных объектов входящих в радиофизическую сцену, так и между элементами подстилающей поверхности и элементами антропогенных объектов.

Формирование характеристик рассеяния сложных объектов локации с заданными радиофизическими параметрами поверхности, при расчете многоточечных моделей данных объектов, реализуется с применением таких методов как: метод физической оптики (ФО) – учет поля рассеяния только от гладких элементов модели объекта [4-6, 11, 12]; метод физической теории дифракции (ФТД) – кроме вклада гладких элементов учитывается вклад в поле рассеяния от клинообразных структур (острых кромок) модели объекта локации[4, 5, 7, 8, 11, 12]; метод прыгающих и отскакивающих лучей (Shooting and bouncing rays) – учет многократных переотражений электромагнитных волн между элементами модели поверхности объекта [9].

В данной работе будет показана возможность учета эффектов переотражения зондирующего электромагнитного поля между элементами имитируемой радиофизической сцены при использовании многоточёчных моделей объектов локации в стендах полунатурного моделирования радиолокационных систем, на примере исследования влияния эффектов переотражения зондирующего электромагнитного поля на формируемые радиолокационные изображения (РЛИ) надводных объектов в стенде математического моделирования РСА.

2. Модель формирования характеристик рассеяния сложной радиофизической сцены

1) В качестве моделей антропогенных объектов локации и подстилающих поверхностей будут использоваться их многоточечные модели [1, 3, 6].

2) Расчет значений ЭПР сосредоточенного отражателя (точки) многоточечной модели объекта локации для текущих углов азимута ψ и места θ РСА реализовался по нижеследующим формулам двумерной (билинейной) интерполяции:

$$\sigma(\psi,\theta)=\frac{\sigma_{11}(\psi_2-\psi)(\theta_2-\theta)+\sigma_{21}(\psi-\psi_1)(\theta_2-\theta)+\sigma_{12}(\psi_2-\psi)(\theta-\theta_1)+\sigma_{22}(\psi-\psi_1)(\theta-\theta_1)}{(\psi_2-\psi_1)(\theta_2-\theta_1)} \quad (1)$$

где $\sigma_{11},\sigma_{21},\sigma_{12},\sigma_{22}$ – значения ЭПР в соседних (ближайших) точках исходной матрицы диаграммы обратного рассеяние (ДОР) данного элемента - (ψ_1,θ_1), $(\psi_2,\theta_1),(\psi_1,\theta_2)$ и (ψ_2,θ_2) соответственно.

3. Апробация в стенде математического моделирования РСА

При математическом моделировании в качестве метода синтеза радиолокационных изображений (РЛИ) использовался метод прямой свертки при произвольной ориентации оси синтезированной диаграммы направленности в телескопическом режиме работы (рис. 1).

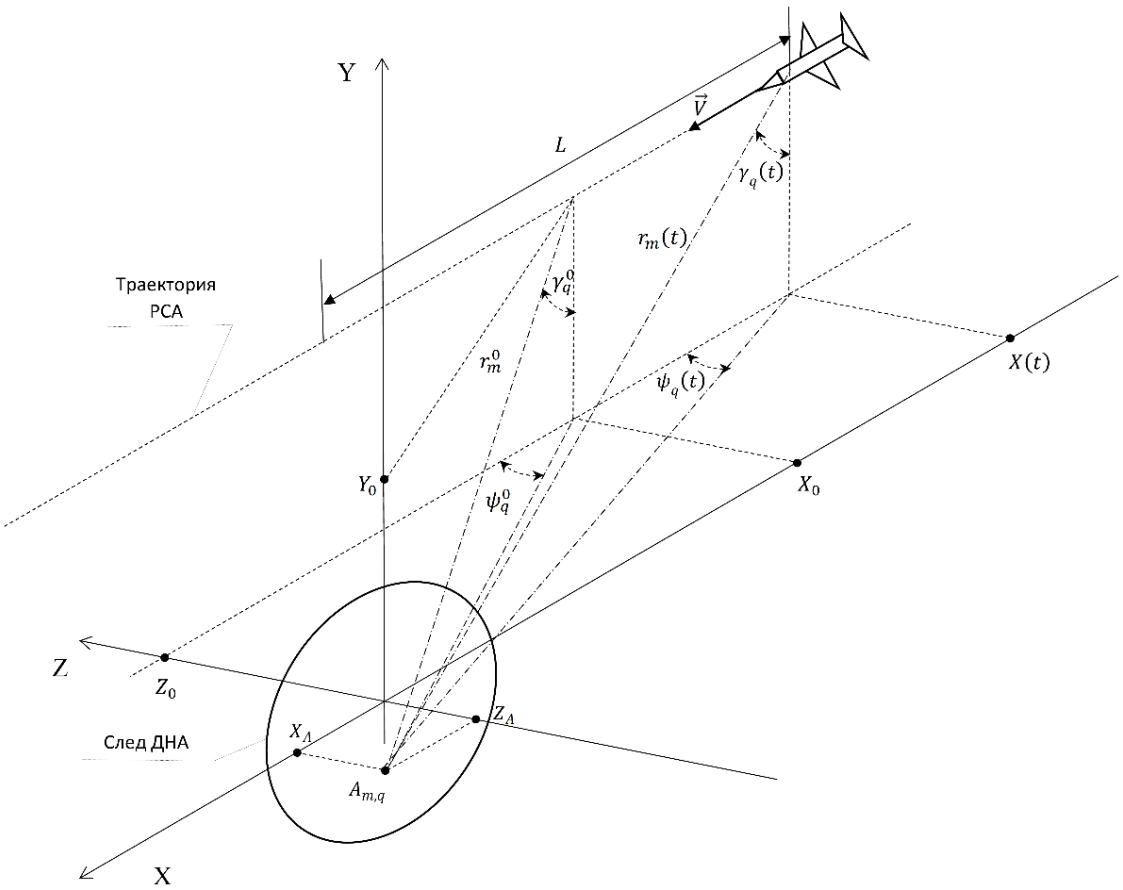


Рис. 1 Схема телескопического обзора и траектория РСА

Метод прямой свертки при произвольной ориентации оси синтезированной диаграммы направленности заключается в когерентном накоплении сигнала, соответствующего одной из полос дальностей (элементу разрешения по дальности) и

элементу разрешения по азимуту с помощью интеграла типа свертка, то есть свёрткой с опорной функцией, рассчитанной для конкретного элемента разрешения по азимуту на обрабатываемой полосе дальностей:

$$J_{m,q} = \left| \sum_{p=0}^{N-1} \xi_{m,q}\left(t_p\right) h_{m,\mathrm{q}}\left(t_p\right) \right| \tag{2}$$

где $J_{m,q}$ – модуль сигнала РЛИ, q – координата РЛИ по азимуту, N – число отсчетов траекторного сигнала на интервале синтезирования, $\xi_{m,\mathrm{q}}\left(t_p\right)$ – сигнал отраженный от m-ой полосы дальностей и q-ого элемента разрешения по азимуту, $h_{m,\mathrm{q}}\left(t_p\right)$ – опорная функция для m-ой полосы дальностей и q-ого элемента разрешения по азимуту, $\left(t_p\right) = \left(p - \frac{N}{2} \right) T_3$ - отсчет по времени:

$$h_{m,q}\left(t\right) = H\left(t\right) e^{i\frac{2\pi}{\lambda} V_{\Pi} t \left(-2\cos\left(\psi_q^0\right)\sin\left(\gamma_q^0\right) + \frac{V_{\Pi} t \left(1-\cos^2\left(\psi_q^0\right)\sin^2\left(\gamma_q^0\right)\right)}{r_m^0} \right)} \tag{3}$$

где: $H\left(t\right)$ – весовая функция, V_{Π} – путевая скорость РСА, λ – длина волны зондирующего сигнала РСА, r_m^0 – расстояние от РСА до m-ой полосы дальностей в центре интервала синтезирования, T_3 – период зондирования, ψ_q^0 - угол азимута q-ого элемента разрешения по азимуту в центре интервала синтезирования, γ_q^0 - угол места q-ого элемента разрешения по азимуту в центре интервала синтезирования.

В процессе моделирования использовалась, учитывающая эффекты переотражений зондирующего электромагнитного поля между элементами имитируемой радиофизической сцены, многоточечная модель в составе упрощенной модели корабля типа «Arleigh Burke» и участка рельефа морской поверхности с волнением 0-1 балл (Рис. 2), состоящая из 230 сосредоточенных отражателей и многоточечные модели корабля типа «Arleigh Burke» (98 сосредоточенных отражателей, Рис. 3 (а)) и морской поверхности с волнением 0-1 балл (400 сосредоточенных отражателей, Рис. 3 (б)), объединённые в единую сцену без учета переотражений зондирующего электромагнитного поля.

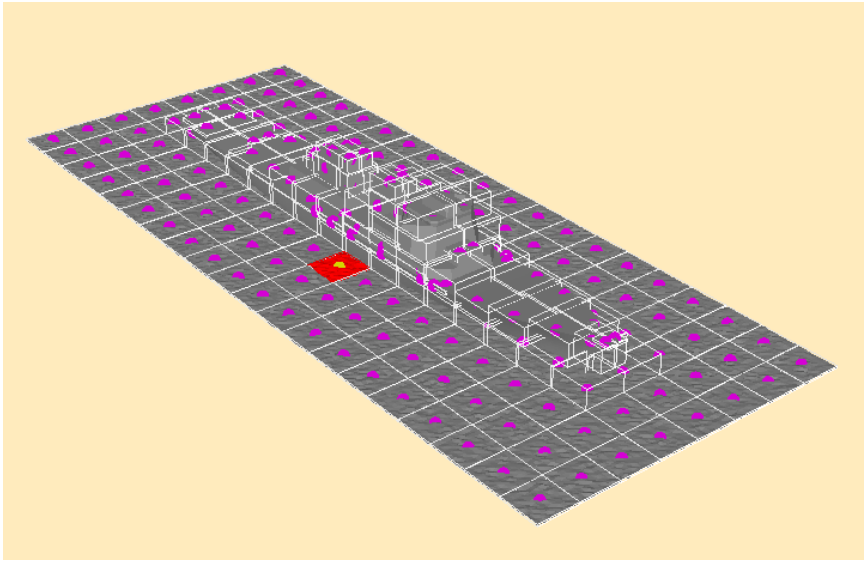
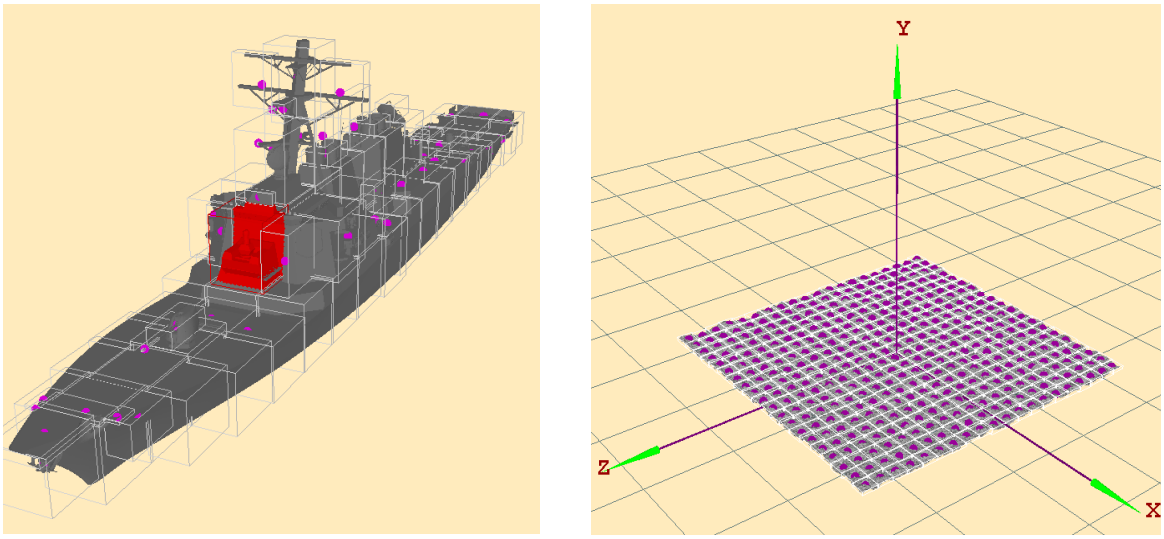


Рис. 2. Многоточечная модель сцены в составе упрощенной модели корабля типа «Arleigh Burke» и участка рельефа морской поверхности с волнением 0-1 балл



(а) (б)

Рис. 3. Многоточечная модель «Arleigh Burke» (а) и многоточечная модель участка морской поверхности с волнением 0-1 балла (б)

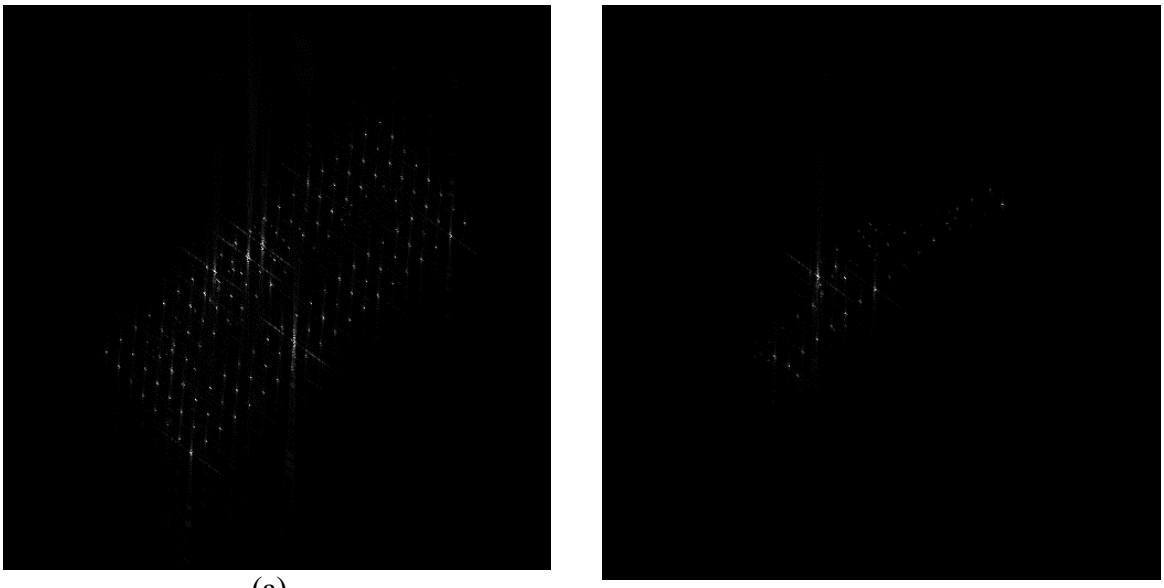
В процессе формирования РЛИ расчет ЭПР элементов многоточечной модели реализовывался при помощи интерполяционного соотношения (1).

Движение РСА на интервале синтезирования принималось равномерным и прямолинейным. $|V_x| = 100\frac{м}{с}$. Длина волны зондирующего сигнала $\lambda = 0.03м$. Поляризация – горизонтальная. Тип сигнала – с линейно частотной модуляцией (ЛЧМ). Девиация частоты сигнала $W_f = \frac{c}{\delta r}$, где с – скорость света в вакууме, $\delta r = 0.5м$ - разрешение по дальности. Длительность зондирующего импульса $\tau_u = 10^{-7}$ с. Режим обзора – телескопический обзор с углом между вектором полной скорости РСА и осью ДНА $\beta_V \approx 40^\circ$. Угол раскрытия диаграммы антенны $\theta_g = 8^\circ$. Угол ориентации оси ДНА в вертикальной плоскости (угол места) $\gamma_{ДНА} \approx 50^\circ$. Угол ориентации оси ДНА в горизонтальной плоскости (угол азимута) $\psi_{ДНА} \approx 40^\circ$.

Время синтезирования $T \approx 12.393с$. Период следования зондирующих импульсов $T_3 = \frac{1}{2 \cdot f_{d_max}} \approx 0.00496с$, где $f_{d_\max}$ – максимальная частота Доплера в траекторном сигнале. Система координат РЛИ – наклонная дальность/частота Доплера.

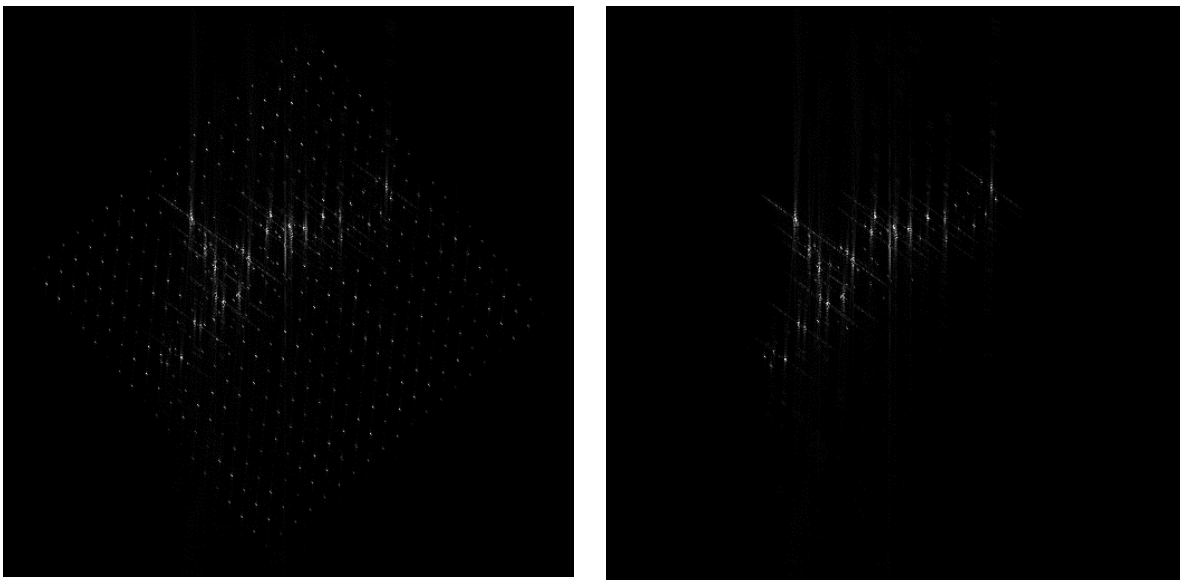
Результаты эксперимента для радиофизической сцены, учитывающей эффекты переотражений зондирующего электромагнитного поля между элементами имитируемой сцены представлены на рисунке 4 (РЛИ развернуты относительно линии визирования РСА для лучшей наглядности результатов).

Результаты эксперимента для радиофизической сцены, не учитывающей эффекты переотражений зондирующего электромагнитного поля между элементами имитируемой сцены представлены на рисунке 5 (РЛИ развернуты относительно линии визирования РСА для лучшей наглядности результатов).



(а) (б)

Рис. 4. РЛИ совместной сцены с учетом переотражений электромагнитного поля между ее элементами (а) и РЛИ сцены, состоящей только из упрощенной модели корабля типа «Arleigh Burke» (б)



(а) (б)

Рис. 5. РЛИ совместной сцены без учета переотражений электромагнитного поля между ее элементами (а) и РЛИ сцены, состоящей только из модели корабля типа «Arleigh Burke» (б)

4. Заключение

Проводя качественный анализ полученных РЛИ радиофизической сцены, учитывающей эффекты переотражений зондирующего электромагнитного поля между элементами имитируемой сцены (рис. 4 (а), (б)) и РЛИ радиофизической сцены, не учитывающей эффекты переотражений зондирующего электромагнитного поля между элементами имитируемой сцены (рис. 5 (а), (б)), можно наблюдать на рис. 4 (а) ярко выраженные максимумы отражения зондирующего поля вне контура корабля (рис. 4 (б)), которые отсутствуют на рис. 5 (а) и (б), что говорит о наличии вторичных полей рассеяния в результате переотражения морской поверхностью рассеянного объектом

зондирующего электромагнитного поля в сторону приемной антенны РСА. Из чего можно сделать вывод о корректности формировании радиолокационных характеристик моделируемого морского объекта локации при использовании его многоточечной модели как в части вторичных полей гладких элементов и кромок, так и в части вторичных полей переотражений. Соответственно, многоточечные модели объектов локации могут быть применимы при отработке радиотехнических систем в стендах математического и полунатурного моделирования, в том числе при отработке алгоритмов обнаружения и распознавания на фоне пассивных помех, вызванных переотражениями радиолокационного сигнала от морской поверхности (помеха типа «антипод»).

Литература

1. K. P. Likhoedenko, G. M. Seregin, V. B. Suchkov, and A. Yu. Perov, “Mathematical modelling of polarized radar images for complex shaped objects on the basis of their multipoint models in radar systems with inverse aperture synthesis,” Uspekhi Sovrem. Radio-electron., vol. 78, no. 2, pp. 13–24, Jan. 2024.
2. He Y, Xu L, Huo J, Zhou H, Shi X. A Synthetic Aperture Radar Imaging Simulation Method for Sea Surface Scenes Combined with Electromagnetic Scattering Characteristics. Remote Sensing. 2024; 16(17):3335. *https://doi.org/10.3390/rs16173335*
3. V.B. Suchkov, A.K. Likhoedenko. Development of fast scattering model of com-plex shape target for seminatural tests of onboard proximity radars in real time mode (MATEC Web of Conferences. 2016 International Conference on Frontiers of Sensors Technologies (ICFST 2016). Vol. 59. 2016), pp. 1-4.
4. Borzov, Andrey & Dodenko, Ilya & Karakulin, Yury & Likhoedenko, Konstantin & Suchkov, Victor. (2022). Mathematical simulation of input signals of onboard synthetic aperture radars from complex targets and clutters. AIP Conference Proceedings. 2383. 020016. 10.1063/5.0075870.
5. Shah, M.A.; Tokgoz, C.; Salau, B.A. Radar Cross Section Prediction Using Iterative Physical Optics with Physical Theory of Diffraction. IEEE Trans. Antennas Propag. 2022, 70, 4683–4690.
6. A.B. Borzov, V.B. Suchkov, B.I. Shakhtarin, Yu.A. Sidorkina. Mathematical Modeling and Simulation of the Input Signals of Short Range Radar Systems (Journal of Communications Technology and Electronics, 2014, Vol. 59, №. 12), pp. 1356–1368.
7. A.V. Osipov, A.N. Norris. The Malyuzhinets theory for scattering from wedge boundaries: a review (Wave Motion, 1999, Vol. 29), pp. 313-340.
8. P.Ya. Ufimtsev. Theory Of Edge Diffraction ln Electromagnetics (Encino, California: Tech Science Press, 2009), 375 p.
9. Huo, J.; Xu, L.; Shi, X.; Yang, Z. An Accelerated Shooting and Bouncing Ray Method Based on GPU and Virtual Ray Tube for Fast RCS Prediction. IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 2021, 20, 1839–1843.
10. А.Б. Борзов, В.Б. Сучков, Б. И. Шахтарин, Ю. А. Сидоркина. Математическое и имитационное моделирование входных сигналов систем ближней радиолокации. Радиотехника и электроника. 2014. Том 59, № 12. С. 1195–1208.
11. В.В. Ахияров, А.Б. Борзов, В.Б. Сучков, Б.И. Шахтарин, Ю.А. Сидоркина. Вычисление поля обратного рассеяния методом физической теории дифракции в задаче дифракции на импедансных объектах. Радиотехника и электроника. 2015. Том 60, № 12. С. 1223–1230.
12. А.Б. Борзов, В.Б. Сучков, В.В. Ахияров, Ю.В. Каракулин. Математическое моделирование характеристик рассеяния объектов локации с импедансной поверхностью. Журнал радиоэлектроники. 2014. № 2.

REFERENCES

1. K. P. Likhoedenko, G. M. Seregin, V. B. Suchkov, and A. Yu. Perov, “Mathematical modelling of polarized radar images for complex shaped objects on the basis of their multipoint models in radar systems with inverse aperture synthesis,” Uspekhi Sovrem. Radio-electron., vol. 78, no. 2, pp. 13–24, Jan. 2024.
2. He Y, Xu L, Huo J, Zhou H, Shi X. A Synthetic Aperture Radar Imaging Simulation Method for Sea Surface Scenes Combined with Electromagnetic Scattering Characteristics. Remote Sensing. 2024; 16(17):3335. *https://doi.org/10.3390/rs16173335*
3. V.B. Suchkov, A.K. Likhoedenko. Development of fast scattering model of com-plex shape target for seminatural tests of onboard proximity radars in real time mode (MATEC Web of Conferences. 2016 International Conference on Frontiers of Sensors Technologies (ICFST 2016). Vol. 59. 2016), pp. 1-4.
4. Borzov, Andrey & Dodenko, Ilya & Karakulin, Yury & Likhoedenko, Konstantin & Suchkov, Victor. (2022). Mathematical simulation of input signals of onboard synthetic aperture radars from complex targets and clutters. AIP Conference Proceedings. 2383. 020016. 10.1063/5.0075870.
5. Shah, M.A.; Tokgoz, C.; Salau, B.A. Radar Cross Section Prediction Using Iterative Physical Optics with Physical Theory of Diffraction. IEEE Trans. Antennas Propag. 2022, 70, 4683–4690.
6. A.B. Borzov, V.B. Suchkov, B.I. Shakhtarin, Yu.A. Sidorkina. Mathematical Modeling and Simulation of the Input Signals of Short Range Radar Systems (Journal of Communications Technology and Electronics, 2014, Vol. 59, №. 12), pp. 1356–1368.
7. A.V. Osipov, A.N. Norris. The Malyuzhinets theory for scattering from wedge boundaries: a review (Wave Motion, 1999, Vol. 29), pp. 313-340.
8. P.Ya. Ufimtsev. Theory Of Edge Diffraction ln Electromagnetics (Encino, California: Tech Science Press, 2009), 375 p.
9. Huo, J.; Xu, L.; Shi, X.; Yang, Z. An Accelerated Shooting and Bouncing Ray Method Based on GPU and Virtual Ray Tube for Fast RCS Prediction. IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 2021, 20, 1839–1843.
10. A.B. Borzov, V.B. Suchkov, B. I. Shakhtarin, Yu. A. Sidorkina Mathematical and simulation modeling of input signals of short-range radar systems. Radio Engineering and Electronics. 2014. Vol. 59, No. 12. P. 1195–1208.
11. V.V. Akhiyarov, A.B. Borzov, V.B. Suchkov, B. I. Shakhtarin, Yu. A. Sidorkina Calculation of the backscattering field by the method of physical theory of diffraction in the problem of diffraction on impedance objects. Radio Engineering and Electronics. 2015. Vol. 60, № 12. P. 1223–1230.
12. A.B. Borzov, V.B. Suchkov, V.V. Akhiyarov, Yu.V. Karakulin. Mathematical modeling of scattering characteristics of location objects with an impedance surface. Journal of Radio Electronics. 2014. No. 2.

МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ С ПОМОЩЬЮ ТРЕХПОЗИЦИОННОГО РСА ПЕРЕДНЕГО ОБЗОРА

В. В. Калинников

АНО ВО «Университет Иннополис», Иннополис, Россия

Аннотация. В исследовании предложен метод восстановления полных векторов скорости и ускорения подвижного наземного объекта, наблюдаемого трехпозиционной РСА с одной приемной и двумя передающими позициями. В основе метода лежит анализ истории фаз и восстановление радиальных компонент движения для пары двухпозиционных ракурсов с последующим расчетом на их основе полных векторов. Показано, что в случае, если погрешности фазы обусловлены только тепловым шумом, то теоретические точности восстановления скорости и ускорения могут достигать 0.012 м/с и 1.11 м/с^2 соответственно.

Ключевые слова: РСА; передний обзор; подвижный объект; история фаз.

METHOD OF DETECTION AND DETERMINATION OF CHARACTERISTICS OF MOVING OBJECTS USING A THREE-POSITION FORWARD-LOOKING SAR

V. V. Kalinnikov

Innopolis Univesity, Innopolis, Russia

Abstract. This study proposes a method for reconstructing the full velocity and acceleration vectors of a ground object observed by a three-position SAR with one receiving and two transmitting positions. The method is based on the analysis of the phase history and the reconstruction of the radial components of motion for a pair of two-position angles, followed by the calculation of the full vectors. It is shown that if phase errors are due solely to thermal noise, the theoretical accuracy of velocity and acceleration reconstruction can reach 0.012 m/s and 1.11 m/s², respectively.

Keywords: SAR; forward looking; moving object; phase history.

1. Введение

Использование классических однопозиционных радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) на бортах беспилотных воздушных судов (БВС) имеют существенное ограничение, заключающееся в возможности построения радиолокационного изображения в только боковом или переднебоковом обзоре. Для повышения эффективности применения радиолокационного мониторинга необходим переход к наблюдению в переднем обзоре, т.е. прямо по курсу движения носителя, как это делается в оптических системах. Для реализации такой возможности используются двухпозиционные РСА, когда передающая (активная) и приемная (пассивная) компоненты разнесены по разным носителям [1, 2]. В этом случае активная компонента подсвечивает область земной поверхности в передней зоне обзора носителя пассивной компоненты, что создает ширину спектра доплеровских частот, достаточную для синтеза изображения с высоким разрешением. Обработка получаемых радиоголограмм короткими апертурами (субапертурами) позволяет формировать вместо одиночных изображений поток радиолокационных кадров (РЛК) высокой частоты [3].

Однако описанный подход обладает двумя недостатками. Во-первых, он не обеспечивает точной геопривязки местоположения объектов на синтезируемых РЛК, т.к. относительная высота полета БВС над снимаемой областью поверхности как правило не известна, что в условиях съемки с большими углами падения приводит к горизонтальным смещениям в десятки метров. Во-вторых, двухпозиционная РСА позволяет хорошо определять только одну радиальную компоненту скорости и ускорения наблюдаемых подвижных объектов на основе наблюдаемого дополнительного доплеровского сдвига частот эхо-сигналов [4]. Оценка азимутальной компоненты скорости подвижного объекта является значительно более сложно задачей, т.к. последняя вызывает эффект размазывания объекта на изображении [5].

Для преодоления указанных недостатков предлагается использование трехпозиционной РСА с двумя передающими и одной приемной компонентами. В такой схеме главные лепестки диаграмм направленности антенн (ДНА) всех трех компонент направлены на единую область земной поверхности как показано на рисунке 1.

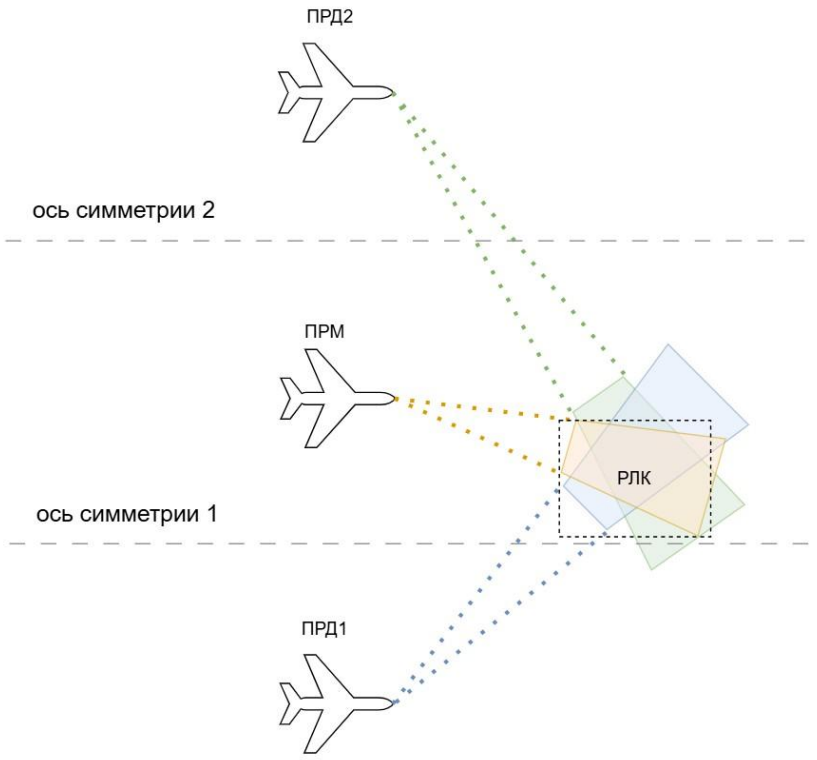


Рис. 1. Предлагаемая схема трехпозиционной РСА с двумя передающими позициями (ПРД1 и ПРД2) и одной общей приемной позицией (ПРМ). Оси симметрии 1 и 2 – геометрическое место точек на земной поверхности, для которых градиент доплеровских частот равен нулю

В этой схеме каждая пара позиций (ПРД1-ПРМ, ПРД2-ПРМ) формирует синхронный поток РЛК с одного двухпозиционного ракурса. Изодопы для каждой такой пары представляют собой эллипсы, в фокусах которых находятся компоненты РСА, а изодопы являются гиперболами, расположенными симметрично относительно оси, проходящей посередине между приемной и передающей компонентами. Установочные углы курсов антенн в указанной схеме должны выбираться таким образом, чтобы область формирования РЛК не пересекала оси симметрии изодоп, в противном случае будет иметь место неоднозначность отметок положений наземных объектов на РЛК [6].

Для обеспечения разделения сигналов от двух передающих компонент РСА во входном тракте приемной компоненты предлагается маркирование (модуляция) радиолокационных импульсов сложными квазиортогональными последовательностями (кодами Касами).

Представленная схема РСА позволяет одновременно получать два разноракурсных РЛК, что дает возможность выполнить радарграмметрическую обработку и тем самым точно определить трехмерное положение объектов. Параллельно появляется возможность оценки радиальных скоростей и ускорений объектов на каждом ракурсе, что с учетом геометрии съемки позволяет восстановить полные вектора скоростей и ускорений. Отметим, что под радиальным направлением в контексте двухпозиционного ракурса понимается направление нормали (градиента) к эллипсу изодали.

Далее в настоящем исследовании описывается подробный алгоритм решения задачи нахождения скоростей и ускорений объектов с оценками их точности.

2. АЛГОРИТМ МЕТОДА ОБНАРУЖЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

Входными данными для алгоритма являются сжатые по дальности синхронные комплексные радиоголограммы в координатах наклонная дальность/азимут для двух ракурсов HLG1 и HLG2:

$$HLG1,2 = \{hlg_{ik}\} = \{A_i(t_k)\exp(-j\Phi_i(t_k))\}, \quad (1)$$

где t – медленное время;

i – индекс отсчетов по сжатой дальности;

k – индекс отсчетов по медленному времени (азимуту);

A_i – амплитуда суперпозиции эхо-сигналов от дальностного бина (изодали) с индексом i;

Φ_i – фаза суперпозиции эхо-сигналов от дальностного бина (изодали) с индексом i.

Дополнительно в качестве входных данных необходимы метаданные радиоголограмм для каждого ракурса с параметрами ориентирования антенн, траекториями носителей, разрешением по наклонной дальности и азимуту.

Первым шагом является построение истории фаз для выбранной точки сцены. Для этого выполняется процедура, называемая демодуляцией фазы с помощью обратной проекции (back-projection phase demodulation):

1) Для каждого момента t_k медленного времени рассчитываются положения компонент РСА по известным их траекториям;
2) Определяются наклонные дальности $r_{ПРМ}(t_k)$ и $r_{ПРД1}(t_k)$ до выбранной точки от приемной и первой передающей компонент РСА в каждый момент медленного времени;
3) Далее определяются номера индексов отсчетов по сжатой дальности, соответствующие дальностному бину (изодали) выбранной точки:

$$i_k = \frac{r_{ПРМ}(t_k) + r_{ПРД1}(t_k) - r_0}{\Delta r}, \quad (2)$$

где r_0 – начальная двухпозиционная наклонная дальность до выбранной точки;

Δr – разрешение по сжатой наклонной дальности;

4) Строится временной ряд отсчетов по медленному времени с фазовой историей, компенсированной (демодулированной) за движение носителей для выбранной точки:

$$\{s_k\} = \left\{hlg_{ik}\,exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}\left(r_{ПРМ}(t_k) + r_{ПРД1}(t_k)\right)\right)\right\}, \quad (3)$$

где λ – длина волны, на которой осуществляет зондирование РСА;

5) Находится история фаз для выбранной точки:

$$\{\varphi_k\} = \{arg(s_k) + 2\pi n(t_k)\}, \quad (4)$$

где n – фазовая неоднозначность, целое число циклов, которое претерпела фаза эхо-сигнала от одной и той же точки земной поверхности с момента первого измерения до момента t_k.

Вторым шагом является развертка фазы т.е. исключение скачков фазы в один и более цикла между соседними моментами медленного времени:

$$\varphi_{unwrap,k} = \varphi_k + unwrap\left(\varphi_k - \varphi_{unwrap,k-1}\right), \quad (5)$$

где unwrap – операция развертки.

Третьим шагом является непосредственное обнаружение движения и оценка радиальной скорости и радиального ускорения наземного объекта. Предполагая равноускоренное движение объекта для выбранной точки уравнение измерения для развернутой и скомпенсированной за движение носителей фазы будет иметь вид:

$$\varphi_{unwrap,k} = \frac{2\pi}{\lambda}\left|grad\left(r_{\text{ПРМ}}(t_k) + r_{\text{ПРД1}}(t_k)\right)\right|\left(V_{\text{об,рад1}}t_k + \frac{1}{2}A_{\text{об,рад1}}{t_k}^2\right) + \varphi_0, \quad (6)$$

где $V_{\text{об,рад}}$ и $A_{\text{об,рад}}$ – радиальные скорость и ускорение для первого ракурса,

φ_0 – постоянный член, обусловленный начальной фазой и недемодулированным вкладом эхо-сигналов от других точек на том же дальностном бине.

Используя ряды истории фазы методом наименьших квадратов (МНК), находятся значения радиальной скорости и ускорения. Для точки с отсутствием движения эти величины теоретически будут равны нулю, но реально из-за наличия шума движение следует считать обнаруженным, если полученное значения скорости выше порогового.

Четвертым шагом является оценка точности полученных радиальных характеристик движения. На практике это следует делать через расчет дисперсии остаточных разностей уравнений измерений после подгонки МНК. Теоретически дисперсии радиальной скорости и ускорения будут равны (нижняя граница Крамера-Рао):

$$\sigma^2{}_{V_{\text{об,рад1}}} = \sigma^2{}_{\varphi}\left(\frac{\lambda}{2\pi\left|grad\left(r_{\text{ПРМ}} + r_{\text{ПРД1}}\right)\right|}\right)^2\frac{12}{NT^2},$$

$$\sigma^2{}_{A_{\text{об,рад1}}} = \sigma^2{}_{\varphi}\left(\frac{\lambda}{2\pi\left|grad\left(r_{\text{ПРМ}} + r_{\text{ПРД1}}\right)\right|}\right)^2\frac{180}{NT^4}, \quad (7)$$

где $\sigma^2_{\text{Vоб,рад1}}$ и $\sigma^2_{\text{Aоб,рад1}}$ – дисперсии радиальной скорости и ускорения наземного объекта;

N - число использованных отсчетов по медленному времени;

T – длительность истории фаз;

σ^2_{φ} – дисперсия фазы.

Если дисперсия фазы обусловлена только тепловым шумом, то справедливо:

$$\sigma^2{}_{\varphi} \approx \frac{1}{2SNR}, \quad (8)$$

где SNR – отношение сигнал/шум.

Если движение обнаружено на первом ракурсе, то все вышеописанные шаги алгоритма повторяются для второго ракурса.

Пятым шагом является нахождение полных векторов скорости и ускорения объекта. Поскольку радиальные компоненты движения направлены вдоль нормалей к эллипсам изодалей в наклонном направлении, то для найденных на двух ракурсах радиальных скоростей и ускорений записываются системы уравнений:

$$\begin{cases} V_{\text{об,рад1}} = \vec{V}_{\text{об}} \cdot \dfrac{grad\left(r_{\text{ПРМ}} + r_{\text{ПРД1}}\right)}{\left|grad\left(r_{\text{ПРМ}} + r_{\text{ПРД1}}\right)\right|} \\ V_{\text{об,рад2}} = \vec{V}_{\text{об}} \cdot \dfrac{grad\left(r_{\text{ПРМ}} + r_{\text{ПРД2}}\right)}{\left|grad\left(r_{\text{ПРМ}} + r_{\text{ПРД2}}\right)\right|}, \end{cases}$$

$$\begin{cases} A_{\text{об,рад1}} = \vec{A}_{\text{об}} \cdot \dfrac{grad\left(r_{\text{ПРМ}} + r_{\text{ПРД1}}\right)}{\left|grad\left(r_{\text{ПРМ}} + r_{\text{ПРД1}}\right)\right|} \\ A_{\text{об,рад2}} = \vec{A}_{\text{об}} \cdot \dfrac{grad\left(r_{\text{ПРМ}} + r_{\text{ПРД2}}\right)}{\left|grad\left(r_{\text{ПРМ}} + r_{\text{ПРД2}}\right)\right|}, \end{cases} \quad (9)$$

где $V_{об}$, $A_{об}$ – полные вектора скорости и ускорения объекта в геопривязанной системе координат.

Для решения вышеприведенных систем уравнений нужно сделать их однозначными, поскольку входящие в их состав вектора являются трехмерными. Для этого полагают отсутствие у объекта вертикальных компонент скорости и ускорения. Оценка точности компонент полных векторов в геопривязанной системе координат используя компоненты матрицы вышеприведенных систем уравнений и соответствующие дисперсии радиальных компонент.

3. ЧИСЛЕННЫЕ ОЦЕНКИ

Для реализации вышеописанного метода критически важен угол между двухпозиционными ракурсами, т.е. угол между нормалями к изодалям в месте расположения подвижного объекта. Этот угол определяется следующим образом:

$$\alpha = arcos\left(\frac{grad\left(r_{\text{ПРМ}} + r_{\text{ПРД1}}\right) \cdot grad\left(r_{\text{ПРМ}} + r_{\text{ПРД2}}\right)}{\left|grad\left(r_{\text{ПРМ}} + r_{\text{ПРД1}}\right)\right| \cdot \left|grad\left(r_{\text{ПРМ}} + r_{\text{ПРД2}}\right)\right|}\right), \quad (10)$$

При вычислении градиентов будем считать, что базы между приемной и обеими передающими позициями равны между собой и равны высоте полета, приемная антенна смотрит строго вперед, а оси симметрии ДНА всех трех антенн пересекаются в одной точке на поверхности Земли. В этом случае угол между ракурсами главным образом чувствителен к установочному углу приемной антенны в угломестной плоскости (рисунок 2).

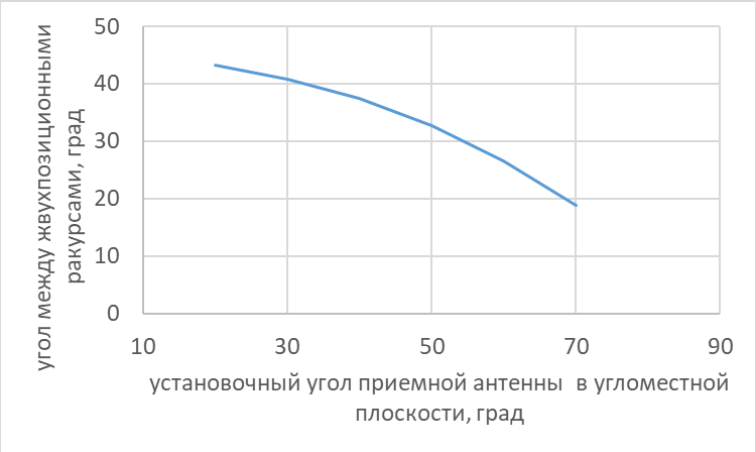


Рис. 2. Угол между двухпозиционными ракурсами в зависимости от установочного угла приемной антенны в угломестной плоскости

Для устойчивого восстановления полных векторов скорости и ускорения по их радиальным компонентам оптимально, чтобы угол между ракурсами составлял от 30 до 40 градусов. Как видно из рисунка 2 в целевых значениях угол между ракурсами будет находиться при значениях установочного угла приемной антенны в угломестной плоскости от примерно 30 до 55 градусов.

Далее приведем требования к частоте повторения импульсов, необходимой для однозначной развертки фазы. Для этого должно выполняться условие Найквиста:

$$PRF \geq 2\frac{d\varphi_{unwrap}}{dt} \approx 2\frac{V_{об,рад}}{\lambda}\left|grad\left(r_{ПРМ} + r_{ПРД}\right)\right|, \quad (11)$$

где PRF – частота повторения импульсов.

Модуль градиента изодалей можно оценить из геометрических соображений следующим образом:

$$\left|grad\left(r_{ПРМ} + r_{ПРД}\right)\right| = \sqrt{2 + \frac{2}{\sqrt{1 + \left(\frac{L}{H}cos\phi\right)^2}}}, \quad (12)$$

где L – база между приемной и передающей позициями;

H – высота полета;

ϕ - установочный угол приемной антенны в угломестной плоскости.

При установочном угле в угломестной плоскости 45 градусов и равенстве базы между позициями высоте полета модуль градиента будет примерно равен 1.9. Для длины волны зондирования 3 см (X-диапазон) и максимальной скорости подвижного объекта 150 км/ч получим PRF ≥ 5292 Гц, что реализуемо на современных малогабаритных бортовых РСА.

Наконец, оценим точности оценок радиальных скорости и ускорения. Для этого используем параметры РСА «Вектор-Х» [7], приведенные в таблице 1.

Таблица 1. Параметры РСА «Вектор-Х»

параметр	значение
Мощность	10 Вт
Длина волны	0.03 м
Размер антенны	0.08 х 0.20 м
Коэффициент использования площади антенны	0.6
Полоса пропускания	1000 Гц
Шум-фактор	3дБ
Характерное разрешение изображения	0.2 м

Пусть имеет место многоточечный подвижный объект с удельной ЭПР равной 1 м^2. Тогда ЭПР пикселя размером 0.2 м будет равна 0.04 м^2. На основе основного уравнения радиолокации [8] для высоты полета 500 м и установочного угла приемной антенны в угломестной плоскости 45 градусов и для параметров РСА «Вектор-Х» из таблицы 1 получим SNR = 30 дБ.

Если характеристики движения определять 12 раз в секунду (T=1/12 с), то максимальное число отсчетов по медленному времени для нахождения радиальных компонент будет равно N=PRF·T = 5292 Гц ·(1/12) с ≈ 441. Подставляя найденные значения SNR и N в формулы 7 и 8 и принимая значение модуля градиента равным 1.9, найдем $\sigma_{Vоб,рад1}$ = 0.012 м/с и $\sigma_{Aоб,рад1}$ = 1.11 м/с^2. Таким образом получаем весьма

высокую теоретическую точность скорости. В реальных системах на нее будет влиять помимо теплового шума фазы также траекторные нестабильности и недемодулированный шумом.

4. Заключение

В исследовании представлен метод восстановления полных векторов скорости и ускорения наземной цели, наблюдаемой трехпозиционной РСА переднего обзора с двумя передающими и одной приемной компонентами. Каждая компонента РСА базируется на БВС, а главные лепестки диаграмм направленности всех трех антенн направлены на одну и ту же область земной поверхности. В основе предлагаемого метода лежит определение радиальных компонент характеристик движения объекта на паре двухпозиционных ракурсов через анализ истории фаз. Объединение радиальных компонент с двух ракурсов позволяет восстановить полные вектора скорости и ускорения в предположении отсутствия у объекта вертикального движения.

Численно продемонстрировано, что при условии равенства базы между компонентами РСА и высоты полета обеспечивается угол, достаточный для восстановления полных векторов. Для однозначной развертки и получения непрерывной истории фазы необходимо обеспечить частоту повторения импульсов не менее 5292 Гц. На примере РСА X-диапазона показано, что в случае, если погрешности фазы обусловлены только тепловым шумом, то теоретические точности восстановления скорости и ускорения могут достигать 0.012 м/с и 1.11 м/с^2 соответственно.

5. Благодарности

Исследование выполнено за счет средств гранта, предоставленного по договору от 26.05.2025 № 70-2025-000653, заключенному АНО ВО «Университет Иннополис» с Фондом поддержки проектов Национальной технологической инициативы.

Литература

1. Калинников В. В., Сергиев С. А. Моделирование двухпозиционной РЛС авиационного базирования для оценки качества радиолокационных изображений, формируемых в передней зоне обзора. // Труды МАИ, 2025, № 144.
2. Xu F. Heuristic path planning method for multistatic UAV borne SAR imaging system / Xu F., Zhang Y., Wang R., Mi C., Zhang Y., Huang Y., Yang J. // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2021, Vol. 14. - Pp. 8522-8536.
3. Ненашев В. А. Формирование потока радиолокационных кадров в пространственно-распределенной системе малогабаритных бортовых РЛС / Ненашев В. А., Бестугин А. Р., Киршина И. А., Антохин Е. А. // Успехи современной радиоэлектроники, 2024, № 3. - С. 59-67.
4. Лифанов А. С. Определение движущихся объектов на одноантенной радиолокационной системе с синтезированной апертурой // Труды МАИ, 2003, № 11.
5. Степин В. Г. Восстановление вектора движения наземных объектов с помощью авиационного РСА интерферометра // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2022, № 4 - С. 19-28.
6. Бессонова Е. В., Ирхин В. И. Метод обработки сигнала РЛС планового обзора, обеспечивающий повышенную разрешающую способность по азимут // Журнал радиоэлектроники, 2016, № 4.
7. Малогабаритный радиолокатор с синтезированной апертурой X диапазона Вектор-X. – URL: https://rsens.ru/sar (дата обращения 2026-03-26).

8. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. М.: Радиотехника, 2005 - 368 с.

REFERENCES

1. Kalinnikov V. V., Sergiev S. A. Modeling of a bistatic airborne radar for assessing the quality of radar images generated in the forward-looking zone. // Trudy MAI, 2025, No 144.
2. Xu F. Heuristic path planning method for multistatic UAV borne SAR imaging system / Xu F., Zhang Y., Wang R., Mi C., Zhang Y., Huang Y., Yang J. // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2021, Vol. 14. - Pp. 8522-8536.
3. Nenashev V. A. Formation of radar frame flow in a spatially distributed system of small-size airborne radar systems / Nenashev V. A., Bestugin A. R., Kirshina I. A., Antokhin E. A. // Journal Achievements of Modern Radioelectronics, 2024, No 3 – Pp. 59-67.
4. Lifanov A. S. Detection of moving objects using a single-antenna synthetic aperture radar system // Trudy MAI, 2003, No 11.
5. Stepin V. G. Motion vector restoration for ground objects using airborne SAR interferometer// Radioengineering and telecommunication systems, 2022, No 4 - C. 19-28.
6. Bessonova E. V., Irkhin V. I. Obtaining of high angle resolution of moving planned review radar // Journal of Radio Electronics, 2016, No 4.
7. Vector-X, a compact X-band synthetic aperture radar. – URL: https://rsens.ru/sar (date of access 2026-03-26).
8. Kondratenkov G. S., Frolov A. Yu. Radiovision. Radar systems for remote sensing of the Earth. Moscow: Radiotekhnika, 2005 – 368 p.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА ТРАЕКТОРИИ ДВИЖЕНИЯ СВОБОДНО ПАДАЮЩЕГО ШАРООБРАЗНОГО ОБЪЕКТА В АТМОСФЕРЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШИРОКОПОЛОСНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ УСТАНОВКИ ГОМОДИННОГО ТИПА

В. П. Лихачев, Р. А. Пигалицын

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж) МО РФ (ВУНЦ ВВС «ВВА»), г. Воронеж, Россия

Аннотация. Экспериментальным путем проверены параметры движения в атмосфере шарообразного объекта, свободно падающего по известной траектории, и произведены оценки его текущих скорости и ускорения на основе двойной фазоразностной обработки широкополосных непрерывных линейно-частотно-модулированных сигналов на выходе гомодинного приемника.

Ключевые слова: радиолокационная установка гомодинного типа; широкополосный непрерывный линейно-частотно-модулированный сигнал; оценка скорости и ускорения свободно падающего шарообразного объекта.

EXPERIMENTAL VERIFICATION OF THE TRAJECTORY OF A FREELY FALLING SPHERICAL OBJECT IN THE ATMOSPHERE USING A BROADBAND HOMODYNE TYPE RADAR INSTALLATION

V. P. Lihachev, R. A. Pigalizyn

Affiliation Military Educational and Scientific Center of the Air Force “Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin” (Voronezh) of the Ministry of Defense of the Russian Federation, Voronezh, Russia

Abstract. The parameters of motion in the atmosphere of a spherical object falling freely along a known trajectory have been experimentally verified, and estimates of its current velocity and acceleration have been made based on double phase difference processing of broadband continuous linear frequency-modulated signals at the output of a homodyne receiver.

Keywords: homodyne type radar installation; broadband continuous linear-frequency-modulated signal; estimation of speed and acceleration of a freely falling spherical object.

1. Введение

Космические объекты являются объектами постоянного радиолокационного наблюдения. Даже на малом временном интервале наблюдения и на круговой орбите они имеют постоянное изменение радиальных скорости и ускорения относительно наземной РЛС. Значительно усугублено радиолокационное наблюдение и оценка параметров движения современных малых космических аппаратов, на которых используются электроракетные двигательные установки (типа ионных или Холла). Такое движение усложняет алгоритмы обработки эхосигналов в классических импульсно-доплеровских РЛС, в виду того, что на практике сложно выполнить как требования отсутствия миграции цели по дальности и скорости [1-3], так и процедуру вычисления однозначной дальности, а используемая для этого китайская теорема об остатках [4-5] может вовсе не иметь решения.

Предложены способы оценки дальности и скорости целей в РЛС с непрерывным широкополосным излучением и гомодинным приемником [6-9], но при этом считается, что радиальное ускорение отсутствует. Для проведения эксперимента требуется выбрать объект, движущийся с изменением радиальных скорости и ускорения, но с известной моделью движения.

В связи с этим целью данной статьи является экспериментальная оценка траектории движения свободно падающего в атмосфере шарообразного объекта с использованием радиолокационной установки гомодинного типа, излучающей широкополосные непрерывные ЛЧМ сигналы.

2. Модель движения объекта и отраженного радиолокационного сигнала

Известна модель движения свободно падающего в атмосфере шарообразного (сферического) объекта заданной массы с учётом атмосферного сопротивления, описываемая системой дифференциальных уравнений [10]:

$$\begin{cases} \frac{dh}{dt} = -v \\ \frac{dv}{dt} = g - \frac{C\rho S}{2m} v^2 \end{cases}, \quad (1)$$

где C – коэффициент лобового сопротивления объекта (для сферы C = 0,47); ρ – плотность воздуха; S – площадь поперечного сечения; m – масса объекта, h, v – текущая высота (дальность до РЛС) и скорость сферы.

Предполагается, что в течение интервала накопления $T_н = KT$, где K – целое число, объект движется с постоянным ускорением относительно РЛС, поэтому дальность изменяется по закону

$$R(t_м, k) = R_0 + V_0 t + \frac{a}{2} t^2, \quad (2)$$

где R_0 – начальная наклонная дальность, V_0, a – радиальные компоненты начальной скорости и ускорения соответственно, $t = t_м + kT$, $k = \overline{0, K}$– время облучения цели, при этом $t_м$ характеризует «быстрое время», т.е. время в течении отдельного периода модуляции зондирующего сигнала, а произведение kT – «медленное время», т.е. временные отсчеты с интервалом, равным периоду модуляции.

Известно, что сигнал на выходе гомодинного приемника при k -ом зондировании определяется выражением [7]

$$\dot{S}_р(t_м, k) = A(t)\, exp\left\{ j \frac{4\pi R(t_м,k)}{c} \left(f_0 + \mu t - \frac{\mu}{c} R(t_м, k) \right) \right\} + \dot{\eta}(t), \quad (3)$$

где $A(t)$ – амплитуда сигнала на выходе демодулятора; $\mu = \frac{\Delta f}{T}$ – скорость изменения ЛЧМ зондирующего сигнала; $f_0, \Delta f$ и T – начальная частота, девиация частоты и период модуляции соответственно; $R(t_м, k)$ – закон изменения расстояния между целью и РЛС; $\dot{\eta}(t)$ – комплексная реализация шума приемного канала,

Сигнал (3), зарегистрированный в течении времени накопления $T_н$, можно представить в виде

$$\dot{S}_р(t_м, k) = A\, exp\left\{ j2\pi \left(f_{RД}(k) t + \frac{\mu_2(k)}{2} t_м t \right) \right\} + \dot{\eta}(t), \quad (4)$$

где $f_{RД}(k) = \frac{2\mu}{c} R_{0k}(k) + \frac{2 f_0 V_{0k}(k)}{c}$, $\mu_2(k) = \frac{4\mu V_{0k}(k) + 2 f_0 a}{c}$.

Из (4) следует, что в результате ускорения объекта появляется дополнительная частотная модуляция, т.е. сигнал в каждом периоде T представляет собой ЛЧМ колебание. Закон изменения в течении времени $T_н$ частоты $\mu_2(k)$ является линейным с девиацией $\Delta F = \frac{4\Delta f K a T_н}{c}$, пропорциональной ускорению объекта. Именно эти факторы не позволяют использовать предложенные в [7-8] способы оценки параметров движения таких объектов.

3. Описание алгоритма оценки скорости и ускорения объекта

Для получения оценок $\hat{V}_0$ и $\hat{a}$ воспользовались фазоразностным алгоритмом обработки сигнала [11, 12]. При этом на первом этапе проводится фазоразностная обработка по «быстрому времени» для каждого из K периодов модуляции, т.е.

$$\dot{S}_{\Delta 1}(t_{\text{м}}, k) = \dot{S}_{\text{р}}\left(t_{\text{м}} - \frac{T}{4}, k\right)\dot{S}^{*}_{\text{р}}\left(t_{\text{м}} + \frac{T}{4}, k\right), \quad (5)$$

а затем - фазоразностная обработка по «медленному времени», обеспечивающая устранение девиации частоты в сигнале $\dot{S}_{\Delta 1}$:

$$\dot{S}_{\Delta 2}(t_{\text{м}}, k) = \dot{S}_{\Delta 1}\left(t_{\text{м}}, k - \frac{K}{8}\right)\dot{S}^{*}_{\Delta 1}\left(t_{\text{м}}, k + \frac{K}{8}\right) = A_{\text{р}}^{4}\, exp\left\{j2\pi\left(\frac{\Delta f a K T}{c}\left(t_{\text{м}} + \frac{kT}{4}\right)\right)\right\} + \dot{\eta}_2(t), \quad (6)$$

где $\dot{\eta}_2(t)$– комплексная реализация шума.

После оценки частоты сигнала (6) как $\hat{f}_{\Delta 2} = arg\,\underset{f}{max}\left(\left|\mathcal{F}\{\dot{S}_{\Delta 2}(t_{\text{м}}, k)\}\right|\right)$, где $\mathcal{F}\{\cdot\}$– преобразование Фурье, формируется оценка ускорения объекта:

$$\hat{a} = \frac{c}{T_{н}\Delta f}\hat{f}_{\Delta 2}, \quad (7)$$

Оценка скорости $\hat{V}_0$ получкается после устранения дополнительной ЛЧМ в сигнале (5) путём умножения на корректирующий сигнал $\dot{S}_{\text{К}}(t_{\text{м}}, k) = exp\left\{\frac{j4\pi\hat{f}_{\Delta 2}t^2}{T_{\text{н}}}\right\}$, где $\frac{T_{\text{н}}}{4} \le t \le \frac{3T_{\text{н}}}{4}$,

$$\hat{V}_0 = \frac{\text{c}}{2\Delta f}\left(\hat{f}_{\text{К}\Delta 1} - \frac{2f_0}{K\Delta f}\hat{f}_{\Delta 2}\right), \quad (8)$$

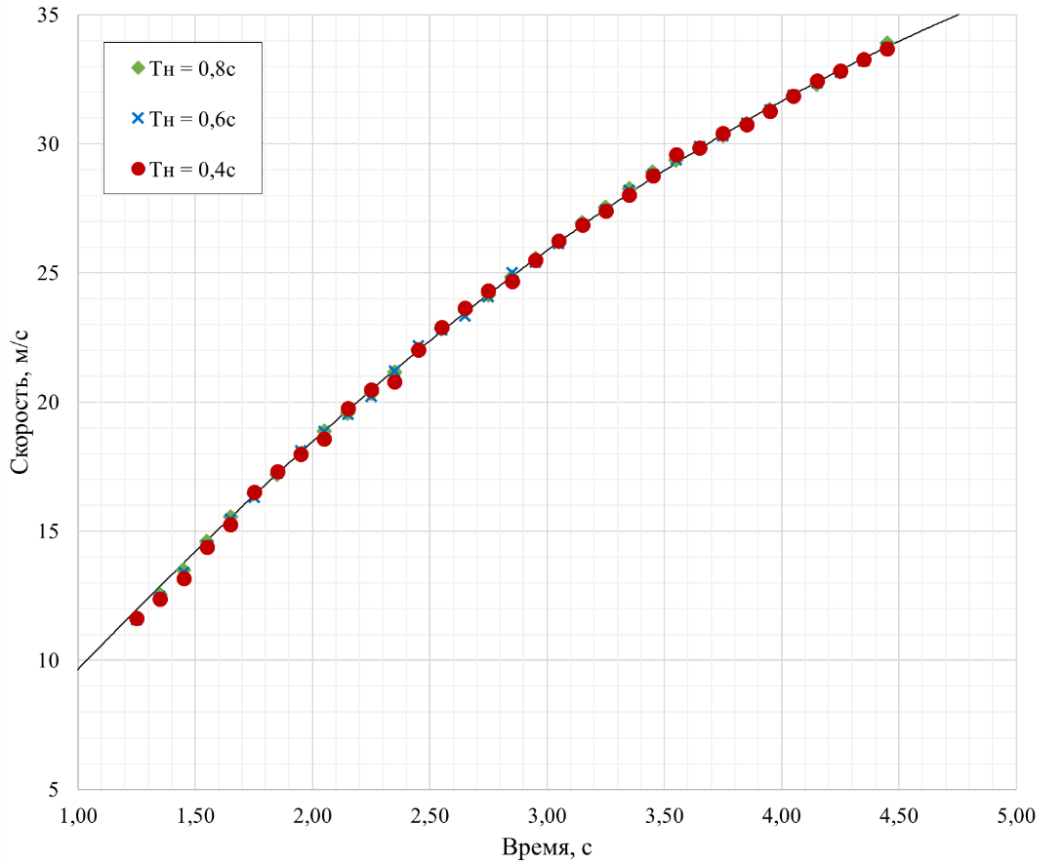
где $\hat{f}_{\text{К}\Delta 1} = \underset{f}{argmax}\left(\left|\mathcal{F}\{\dot{S}_{\text{К}\Delta 1}(t_{\text{м}}, k)\}\right|\right)$.

4. Экспериментальная проверка алгоритма

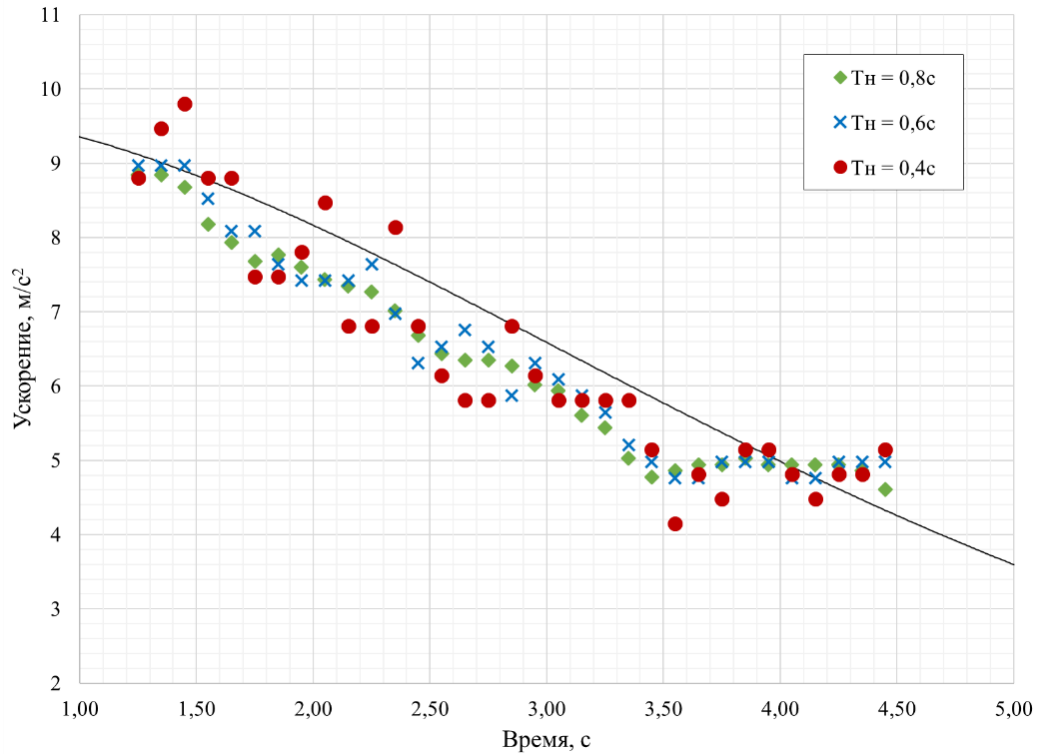
Использовалось радиолокационное устройство с гомодинным приемником и разнесёнными антеннами, ориентированными в зенит. Излучался непрерывный ЛЧМ сигнал на частоте $f_0 = 9$ГГц с шириной спектра $\Delta f = 800$МГц и периодом модуляции $T = 10$мс. Объект локации - металлическая сфера диаметром 150мм и массой 1,1кг, которая сбрасывалась с высоты около 400м. В течение интервала накопления $T_{\text{н}}$ сигнал обрабатывался согласно процедурам (5-6), а значения радиальных скорости и ускорения наблюдаемого объекта определялись в соответствии с (7) и (8).

Оценки $\hat{a}$ и $\hat{V}_0$, полученные в результате обработки сигнала предложенным алгоритмом с интервалом 100мс для различных значений $T_{\text{н}}$ = 400мс; 600мс; 800мс, представлены на рис 1. Сплошной линией на рис. 1 показана теоретическая зависимость скорости и ускорения, полученная путём численного интегрирования системы уравнений (1) при условии ρ = 1,2735 кг/ м^3.

Результаты натурного эксперимента показали, что полученные оценки радиальной скорости (рис. 1,а) свободно падающей сферы достаточно точно совпадают с зависимостью соответствующего параметра, рассчитанного теоретически. Максимальное отклонение экспериментальных оценок $\hat{V}_0$ от теоретических не превышает 0,5 м/с на протяжении всей траектории падения сферы. Значительное изменение данного показателя не наблюдается при любом применяемом времени накопления 0,4 … 0,8с. При увеличении скорости падения относительная погрешность оценки радиальной скорости значительно снижается до 0,6%.



а) радиальная скорость



б) радиальное ускорение

Рис. 1. Зависимости параметров движения сферы в атмосфере от времени падения при различных $T_н$ (сплошная линия - теоретическая зависимость параметров)

Полученные оценки радиального ускорения свободно падающей сферы (рис. 1,б) имеют тренд, совпадающий с зависимостью соответствующего параметра, рассчитанного теоретически. Максимальное отклонение экспериментальных оценок ускорения $\hat{a}$ от теоретических не превышает 1,5 м/с^2 на протяжении всей траектории свободного падения сферы. При увеличении времени накопления $T_н$ до 0,8с происходит увеличение разброса оценок ускорения падения сферы, что можно объяснить наличием производной от ускорения на этом интервале времени, которая не учитывается в модели (2) и при обработке.

На конечном участке полета относительная погрешность оценки радиального ускорения увеличивается до 22%, что объясняется снижением ускорения в результате торможения сферы в атмосфере и изменением радиального ускорения из-за геометрических условий ее движения (точка падения задавалась в стороне от радиолокационной установки), что не учитывается уже в модели (1).

5. Заключение

На примере натурного радиолокационного наблюдения объекта, движущегося с известными скоростью и ускорением, произведена верификация алгоритма оценки этих параметров траектории, в котором используется ранее хорошо апробированный подход, но в виде двухэтапной фазоразностной обработки, позволяющей последовательно компенсировать фазовые искажения, возникающие при длительном накоплении сигнала от ускоренно движущегося объекта. В тоже время показано, что при высоком разрешении по дальности (ок. 0,19м) и длительном накоплении сигналов (до 0,8с) алгоритм не только работает без аномальных ошибок оценивания скорости и ускорения, но и стабильно в условиях маневрирования объекта по скорости и ускорению обеспечивает высокую точность их оценки. Следовательно, предложенный алгоритм целесообразно реализовать в перспективных РЛС наблюдения маневрирующих скоростных объектов, например, космических аппаратов.

Литература

1. Ильчук А.Р., Меркулов В.И., Самарин О.Ф., Юрчик И.А. Влияние интенсивного маневрирования целей на показатели эффективности системы первичной обработки сигналов в бортовой РЛС // Радиотехника, 2003, №6. С. 58-63
2. Ильчук А.Р., Меркулов В.И., Юрчик И.А. Особенности обнаружения сигналов в бортовых РЛС при наблюдении интенсивно маневрирующих целей // Радиотехника, 2004, №10. С. 63-67.
3. Козлов С.В., Кыонг Л. Модель и базовый алгоритм длительного когерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели. Доклады БГУИР. 2021, №19(2). С. 49-57.
4. Гольденберг А. Задача остатков / Киев: Вестник опытной физики и элементарной математики. 1887. № 35. с. 247-253. URL: https://vofem.ru/ru/articles/3502/
5. Cormen T.H., Leiserson C.E., Rivest R.L., Stein C. Introduction to algorithms // Cambridge, Massachusetts: MIT press, 2009. 3rd ed. – 1313 p.
6. Ryazantsev L.B., Likhachev V.P. Assessment of range and radial velocity of objects of a broadband radar station under conditions of range cell migration // Measurement Techniques. 2018. Т. 60. № 11. С. 1158-1162.
7. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. М.: Радиотехника. 2020. 280 с.
8. Богомолов А.В., Лихачев В.П., Власенкова А.А., Тимофеева Н.С. Способ определения дальности, радиальной скорости и углового положения цели в РЛС с

непрерывным излучением. Патент на изобретение RU 2799812 C1, 12.07.2023. Заявка № 2022121640 от 09.08.2022.
9. Верба В.С., Меркулов В.И., Закомолдин Д.В., Лихачев В.П. Проблемы перехвата высокоскоростных летательных аппаратов, маневрирующих по сложным законам. Часть 2. Анализ траекторий полета зарубежных летательных аппаратов // Успехи современной радиоэлектроники. 2024. Т. 78. № 4. - С. 5-14.
10. Локшин Б.Я., Самсонов В.А. Задача о движении тела в сопротивляющейся среде. Качественный анализ. М.: Изд-во Московского университета, 2012. 237 с.
11. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. М.: Радиотехника, 2005. 368 с.
12. Рязанцев Л.Б., Лихачев В.П., Шатовкин Р.Р. Фазоразностный способ определения ускорения сближения истребителя с воздушной целью // Труды МАИ. 2015. №84. С. 24-36.

REFERENCES

1. Ilchuk A.R., Merkulov V.I., Samarin O.F., Yurchik I.A. The effect of intensive target maneuvering on the effectiveness of the primary signal processing system in on-board radar // Moscow: Radiotehnika Publ. 2003. №6. – pp. 58-63.
2. Ilchuk A.R., Merkulov V.I., Yurchik I.A. Features of signal detection in airborne radars when observing intensively maneuvering targets // Moscow: Radiotehnika Publ. 2004, №10. - pp. 63-67.
3. Kozlov S.V., Cuong L. Model and long-term coherent accumulation basic algorithm for the reflected signal with non-zero higher derivative range to radar target. Doklady BGUIR Minsk: BGUIR. 2021 №19(2). - pp. 49-57.
4. Goldenberg A. The problem of residuals / Kiev: Bulletin of Experimental Physics and Elementary Mathematics. 1887. No. 35. pp. 247-253.
5. Cormen T.H., Leiserson C.E., Rivest R.L., Stein C. Introduction to algorithms // Cambridge, Massachusetts: MIT press, 2009. 3rd ed. – 1313 p.
6. Ryazantsev L.B., Likhachev V.P. Assessment of range and radial velocity of objects of a broadband radar station under conditions of range cell migration // Measurement Techniques. 2018. T. 60. № 11. C. 1158-1162.
7. Kupryashkin I.F., Likhachev V.P., Ryazantsev L.B. Small-sized multifunctional radars with continuous frequency-modulated emission. Moscow: Radiotekhnika Publ. 2020. 280 p.
8. Bogomolov A.V., Likhachev V.P., Vlasenkova A.A., Timofeeva N.S. A method for determining the range, radial velocity and angular position of a target in a radar with continuous radiation. RU 2799812 C1, stated. 09.08.2022, publ. 12.07.2023.
9. Verba V.S., Merkulov V.I., Zakomoldin D.V., Likhachev V.P. Problems of interception of high-speed aircraft maneuvering according to complex laws. Part 2. Analysis of flight trajectories of foreign aircraft // Successes of modern radio electronics. 2024. Vol. 78. No. 4. pp. 5-14.
10. Lokshin B.Ya., Samsonov V.A. The problem of body movement in a resisting medium. Qualitative analysis. Moscow: Publishing House of Moscow University, 2012. 237 p.
11. Kondratenkov G.S., Frolov A.Y. Radio vision. Radar systems for remote sensing of the Earth. Moscow: Radiotechnika, 2005. 368 p.
12. Ryazantsev L.B., Likhachev V.P., Shatovkin R.R. A phase difference method for determining the acceleration of a fighter's approach to an aerial target // Proceedings of MAY 2015, No. 84, pp. 24-36.

ТРАЕКТОРНОЕ РАДИОЛОКАЦИОННОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ ОБЪЕКТОВ ИСПЫТАНИЙ

В.С. Марюхненко, В.А. Горжий, А.А. Карпушкин, Р.С. Жидков

Филиал Военной академии РВСН им. Петра Великого, Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. На основе анализа задач и состава средств измерений полигонно-измерительного комплекса, рассмотрены основные проблемы испытаний летательных аппаратов специального назначения и направления развития экспериментально-испытательной базы. Актуальность исследования обусловлена возрастающими требованиями к точности и непрерывности траекторного контроля перспективных высокодинамичных летательных аппаратов в условиях летных испытаний при ограниченных возможностях стационарной полигонной измерительной инфраструктуры. Рассмотрены основные концепции и математическое обеспечение траекторного сопровождения объектов испытаний радиолокационной станцией, размещенной на беспилотном летательном аппарате.

Ключевые слова: радиолокационный комплекс, беспилотный летательный аппарат, траекторные измерения, синтезированная апертура, комплексирование данных, фильтр Калмана, прогностическое управление.

TRAJECTORY RADAR TRACKING OF TEST OBJECTS

V.S. Maruhnenko, V.A. Gorzhiy, A. A. Karpushkin, R. S. Zhidkov

Branch of Military academy of Rocket Strategic forces of a name Peter the Great, Serpuhov, Russia

Abstract. Based on the analysis of the tasks and composition of measuring instruments of the landfill measuring complex, the main problems of testing special-purpose aircraft and the directions of development of the experimental test base are considered. The relevance of the study is due to the increasing requirements for the accuracy and continuity of trajectory control of promising highly dynamic aircraft in flight testing conditions with limited capabilities of a stationary landfill measuring infrastructure. The basic concepts and mathematical support of trajectory tracking of test objects by a radar station located on an unmanned aerial vehicle are considered.

Keywords: radar complex, unmanned aerial vehicle, trajectory measurements, synthesized aperture, data aggregation, Kalman filter, predictive control.

1. Введение

Современные задачи траекторного контроля летательных аппаратов (ЛА) специального назначения предъявляют повышенные требования к точности, непрерывности и оперативности получения измерительной информации. Как показано в работах [1, 2], классические наземные радиолокационные станции (РЛС) и оптико-электронные средства обладают ограниченными возможностями при сопровождении высокоманевренных объектов, особенно в условиях сложного рельефа и отсутствия прямой видимости. Анализ проблем радиолокационного траекторного контроля, проведённый в [5], выявил системные ограничения существующей полигонной измерительной инфраструктуры: фиксированная геометрия измерительной сети, наличие «мёртвых зон», ограниченная скорость углового сопровождения, а также существенные временные задержки в контуре «измерение – обработка – целеуказание».

Перспективным направлением преодоления этих ограничений является размещение малогабаритных РЛС на беспилотных летательных аппаратах (БПЛА) [3, 4]. Как отмечено в [6], эффективность применения измерительных комплексов для определения параметров движения ЛА может быть существенно повышена за счёт использования подвижных носителей измерительной аппаратуры. Вынос радиолокационного средства на БПЛА позволяет адаптивно изменять геометрию измерений, сокращать временные задержки и реализовывать многоракурсное наблюдение.

2. Концепция и архитектура измерительного комплекса на базе БПЛА-носителя РЛС

Предлагаемый измерительный комплекс (рис. 1) включает следующие основные компоненты:

БПЛА-носитель РЛС – беспилотный летательный аппарат самолетного типа, оснащенный малогабаритной многофункциональной РЛС X-диапазона с активной фазированной антенной решеткой (АФАР);

Бортовая аппаратура – приемо-передающее устройство, цифровой вычислительный комплекс, аппаратура формирования и сжатия радиоголографической информации, высокоскоростная радиолиния передачи данных;

Микронавигационная система БПЛА – интегрированная система на основе инерциального измерительного модуля и двухчастотного приемника ГНСС, обеспечивающая определение текущих координат носителя с сантиметровой точностью;

Наземный пункт управления и обработки – вычислительный центр, реализующий функции планирования полетного задания, первичной и вторичной обработки радиолокационной информации, комплексирования данных от БПЛА-носителя и наземных измерительных средств, формирования целеуказаний;

Система единого времени – аппаратно-программный комплекс синхронизации шкал времени всех элементов системы с погрешностью не более 10 нс.

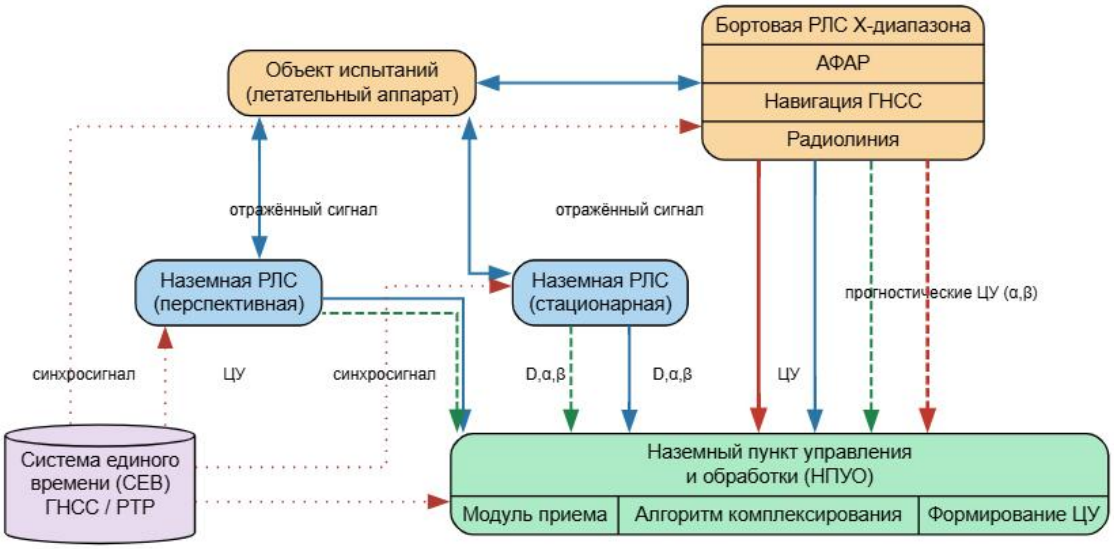


Рис. 1. Предлагаемый измерительный комплекс на базе БПЛА носителя РЛС

- (синий) измерительный данные;
- (зелёный) целеуказания;
- (красный) синхронизация.

Таблица 1. Основные технические характеристики бортовой РЛС БПЛА-носителя

Параметр	Значение
Рабочий диапазон частот	X-диапазон (9600
Полоса частот зондирующего сигнала	600 МГц
Импульсная мощность передатчика	1440 Вт
Тип антенной системы	АФАР
Диаметр апертуры антенны	250 мм
Коэффициент усиления антенны	26 дБ
Ширина диаграммы направленности	5° × 5°
Максимальная дальность обнаружения	до 100 км
Разрешающая способность по дальности	0,25–0,3 м
Разрешающая способность по азимуту (режим	0,3 м
Масса бортового оборудования	35–50 кг
Энергопотребление	не более 1500 Вт
Скорость передачи данных по ВРЛ	1,2 Гбит/с

Бортовая РЛС БПЛА-носителя может функционировать в двух основных режимах [2]:

Режим 1: Боковое визирование (режим синтезированной апертуры). Реализуется при прямолинейном полете носителя с постоянной скоростью. Обеспечивает формирование двумерного радиолокационного изображения подстилающей поверхности и расположенных на ней объектов с высоким разрешением (до 0,3 м). Данный режим целесообразно использовать для контроля районов падения отделяющихся частей, поиска мишенной обстановки, а также для коррекции навигации БПЛА-носителя по радиолокационной карте местности.

Режим 2: Визирование в передней полусфере (импульсно-доплеровский режим). Реализуется путем электронного сканирования антенного луча в двух плоскостях. Обеспечивает обнаружение и сопровождение воздушных объектов в передней полусфере носителя. Данный режим является основным для решения задачи траекторного контроля испытываемого СЛА. Полоса захвата по дальности составляет 3–14 км при разрешении по наклонной дальности не хуже 0,25 м.

Для решения задачи траекторного сопровождения объектов испытаний предлагается использовать комбинированный режим, включающий:

- непрерывное измерение текущих координат объекта (дальность, азимут, угол места) в импульсно-доплеровском режиме с темпом 10–20 Гц;
- периодическое (по команде с наземного пункта) формирование радиолокационного изображения объекта и его ближайшей окрестности в режиме синтезированной апертуры для уточнения параметров движения и идентификации типа объекта.

3. Математическая модель координатных измерений

Для математического описания процессов траекторных измерений используются следующие системы координат:

1. Геоцентрическая система координат (ГСК) (x, y, z) – инерциальная система с началом в центре Земли, ось z направлена вдоль оси вращения Земли, оси x, y лежат в плоскости экватора. Используется для представления траектории объекта испытаний и БПЛА-носителя.

2. Топоцентрическая система координат (ТСК) $(x_i,\ y_i,\ z_i)$ – локальная система координат i-го измерительного средства с началом в точке фазового центра антенны. Ось x_i направлена на север, y_i – на восток, z_i – по местной вертикали вверх. Используется для представления результатов измерений (дальность, азимут, угол места).

3. Связанная система координат БПЛА-носителя (ССК) $(x_б,\ y_б,\ z_б)$ – жестко связана с корпусом БПЛА, начало в центре масс, ось $x_б$ направлена вдоль продольной оси, $y_б$ – по правому крылу, $z_б$ дополняет до правой тройки. Используется для описания ориентации антенной системы.

4. Модель измерений БПЛА-носителя

Вектор состояния объекта испытаний в геоцентрической системе координат определяется как:

$$\boldsymbol{X}(t)=[X(t),\ Y(t),\ Z(t),\ V_x(t),\ V_y(t),\ V_z(t),\ a_x(t),\ a_y(t),\ a_z(t)]^T. \quad (1)$$

Вектор состояния БПЛА-носителя (положение и ориентация):

$$\boldsymbol{X}_б(t)=[X_б(t),\ Y_б(t),\ Z_б(t),\ V_{xб}(t),\ V_{yб}(t),\ V_{zб}(t),\ \psi(t),\ \theta(t),\ \gamma(t)].^T \quad (2)$$

где $\psi,\ \theta,\ \gamma$ – углы рыскания, тангажа и крена соответственно.

Вектор измерений, формируемый бортовой РЛС БПЛА-носителя в момент времени t, имеет вид:

$$\mathbf{z}_б(t)=[D_б(t),\ \alpha_б(t),\ \beta_б(t),\ V_r(t)]^T. \quad (3)$$

где:

- $D_б(t)$ – наклонная дальность до объекта;
- $\alpha_б(t)$ – азимут цели в ТСК носителя;
- $\beta_б(t)$ – угол места цели в ТСК носителя;
- $V_r(t)$ – радиальная скорость (доплеровское смещение частоты).

Связь между вектором состояния объекта и вектором измерений описывается нелинейным уравнением:

$$\mathbf{z}_б(t)=h_б(X(t),\ X_б(t)) + v_б(t). \quad (4)$$

где $v_б(t)$ – вектор случайных погрешностей измерений с нулевым математическим ожиданием и ковариационной матрицей $R_б$.

Выражения для компонент вектора $h_б$ имеют вид:

Наклонная дальность:

$$D_б = \sqrt{(X - X_б)^2 + (Y - Y_б)^2 + (Z - Z_б)^2}. \quad (5)$$

Азимут цели в топоцентрической системе носителя:

$$\alpha_б = arctan\left(\frac{Y - Y_б}{X - X_б}\right) - \psi + \Delta\alpha(\theta, \gamma). \quad (6)$$

Угол места:

$$\beta_б = arcsin\left(\frac{Z - Z_б}{D_б}\right) - \theta. \quad (7)$$

Радиальная скорость:

$$V_r = \frac{(V - V_б)(X - X_б)}{D_б}. \quad (8)$$

Модель погрешностей и точностные характеристики. Точность определения координат объекта при использовании БПЛА-носителя РЛС определяется совокупностью факторов:

1. инструментальные погрешности измерения дальности, азимута и угла места;
2. погрешности навигационного определения координат и ориентации самого носителя;
3. погрешности временной синхронизации;
4. геометрический фактор (взаимное расположение носителя и объекта).

Среднеквадратическая ошибка (СКО) определения координат в горизонтальной плоскости может быть оценена выражением [8, 10]:

$$\sigma_{xy} = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{\sigma_D^2 + D^2\sigma_\alpha^2 + D^2\sigma_\psi^2 + \sigma_{\text{нс}}^2}. \quad (9)$$

где:

σ_D^2 – СКО измерения дальности;

σ_α^2 – СКО измерения азимута;

σ_ψ^2 – СКО определения курса носителя;

$\sigma_{\text{НС}}^2$ – СКО навигационных определений координат носителя.

Таблица 2. Оценка составляющих погрешности определения координат

Составляющая погрешности	Обозначение	Значение СКО	Примечание
Измерение	σ_D	0,5–1,0 м	Зависит от ОСШ
Измерение азимута	σ_α	0,5–1,5°	При ДН 5°
Определение курса	σ_ψ	0,1–0,2°	ИНС + ГНСС
Навигация	$\sigma_{\text{нс}}$	0,05–0,10 м	Двухчастотный
Результирующая	σ_{xy}	25–45 м	Без
Результирующая	σ_{xy}	8–15 м	С

3. Заключение

В результате проведённого исследования получены следующие основные результаты: Предложена и обоснована концепция измерительного комплекса на базе БПЛА-носителя малогабаритной РЛС X-диапазона с активной фазированной антенной решёткой. Разработанная архитектура включает бортовую аппаратуру, микронавигационную систему, наземный пункт управления и систему единого времени, что обеспечивает возможность адаптивного изменения геометрии измерений и сокращения временных задержек. Разработана математическая модель координатных измерений в геоцентрической, топоцентрической и связанной системах координат. Получены выражения для наклонной дальности, азимута, угла места и радиальной скорости, учитывающие погрешности навигационного определения положения и ориентации носителя. Приведены количественные оценки составляющих погрешности определения координат (табл. 2). На основе анализа факторов, влияющих на точность траекторного контроля [5, 6], установлено, что применение БПЛА-носителя в комплексе с наземными измерительными средствами позволяет снизить среднеквадратическую ошибку определения координат с 25–45 м до 8–15 м (при дальности 10 км) за счёт комплексирования данных. Определены перспективные направления дальнейших исследований: разработка алгоритмов комплексирования с учётом временных задержек, создание методов прогностического формирования целеуказаний, а также исследование возможностей группового применения нескольких БПЛА-носителей для многопозиционного наблюдения. Полученные результаты могут быть использованы при модернизации полигонных измерительных комплексов и создании перспективных систем траекторного контроля летательных аппаратов специального назначения.

Литература

1. Ненашев В.А., Шепета А.П. Точностные характеристики определения координат объектов в двухпозиционной системе малогабаритных бортовых РЛС // Информационно-управляющие системы. – 2020. – № 2. – С. 31–36.

2. Скрынский В.Р. Радиолокационный комплекс для беспилотных летательных аппаратов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2024. – Т. 27, № 4. – С. 68–72.
3. Колесников Ю.Д., Заливин А.Н., Александров В.В., Федорова Н.В. Моделирование сигнальных откликов от БПЛА при использовании доплеровской РЛС и их спектральный анализ // Экономика. Информатика. – 2025. – Т. 52, № 2. – С. 413–420.
4. Sukharevsky O.I., Vasilets V.A., Orlenko V.M., Ryapolov I.Ye. Radar scattering characteristics of a UAV model in X-band // IET Radar, Sonar and Navigation. – 2020. – Vol. 14, No. 4. – P. 532–537.
5. Марюхненко, В. С. Проблемы радиолокационного траекторного контроля при сопровождении летательных аппаратов / В. С. Марюхненко, В. А. Горжий, Р. А. Крысин // Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий ("РЭУС-ИТ 2025") : Доклады Всероссийской конференции, посвящённой «Дню радио», Москва, 22–23 мая 2025 года. – Москва: Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2025. – С. 96-99. – EDN NGUKZI.
6. Васильченко, А. А. Эффективность применения измерительных комплексов определения параметров движения летательных аппаратов / А. А. Васильченко, В. С. Марюхненко, В. А. Горжий // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции. В 6-ти томах, Воронеж, 15–17 апреля 2025 года. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2025. – С. 396-403. – EDN AQAIII.

REFERENCES

1. Nenashev V.A., Shepeta A.P. Accuracy characteristics of determining the coordinates of objects in a two-position system of small-sized airborne radars // Information and control systems. - 2020. - No. 2. - Pp. 31-36.
2. Skrynsky V.R. Radar complex for unmanned aerial vehicles // Physics of wave processes and radio engineering systems. - 2024. - Vol. 27, No. 4. - Pp. 68-72.
3. Kolesnikov Yu.D., Zalivin A.N., Aleksandrov V.V., Fedorova N.V. Modeling of signal responses from UAVs using Doppler radar and their spectral analysis // Economics. Informatics. – 2025. – T. 52, No. 2. – P. 413–420.
4. Sukharevsky O.I., Vasilets V.A., Orlenko V.M., Ryapolov I.Ye. Radar scattering characteristics of a UAV model in X-band // IET Radar, Sonar and Navigation. – 2020. – Vol. 14, No. 4. – P. 532–537.
5. Maryukhnenko, V. S. Problems of radar trajectory control during aircraft tracking / V. S. Maryukhnenko, V. A. Gorzhiy, R. A. Krysin // Radioelectronic devices and systems for infocommunication technologies ("REUS-IT 2025"): Reports of the All-Russian conference dedicated to "Radio Day", Moscow, May 22-23, 2025. - Moscow: Russian Scientific and Technical Society of Radio Engineering, Electronics and Communications named after A.S. Popov, 2025. - Pp. 96-99. - EDN NGUKZI.
6. Vasilchenko, A. A. Efficiency of using measuring systems for determining aircraft motion parameters / A. A. Vasilchenko, V. S. Maryukhnenko, V. A. Gorzhiy // Radar, navigation, communication: Collection of works of the XXXI International scientific and technical conference. In 6 volumes, Voronezh, April 15–17, 2025. – Voronezh: Voronezh State University, 2025. – P. 396–403. – EDN AQAIII.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИМЕНЕНИЯ СВЕРХРАЗРЕШАЮЩЕГО АЛГОРИТМА FMCW С КОГЕРЕНТНЫМ РАСШИРЕНИЕМ ПРИ ДЕТЕКТИРОВАНИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ФОНОВОЙ ПОМЕХИ

Д. В. Курганов[1,2], П. Н. Захаров[1,2], Д. С. Демин[2]

[1]Московский государственный университет имени М.В.Ломоносова,
физический факультет (МГУ), Москва, Россия
[2]ООО “Микроволновая электроника”

Аннотация. Рассматривается радиолокация с непрерывным линейно-частотно модулированным сигналом (FMCW) с когерентным расширением, обеспечивающая повышение разрешающей способности за счёт увеличения эффективного времени наблюдения. Проведено исследование влияния увеличения разрешения по дальности на диапазон однозначных скоростей и характеристики формирования отклика цели. Установлено, что увеличение разрешения сопровождается сужением диапазона однозначных скоростей. Выявлен компромисс между разрешающей способностью и устойчивостью обнаружения, связанный с чувствительностью алгоритма к фазовой когерентности.

Ключевые слова: Радиолокатор непрерывного излучения с частотной модуляцией (FMCW), доплер-фильтрация; фоновая помеха; дальностный портрет.

STUDY OF THE APPLICATION OF A SUPER-RESOLUTION FMCW RADAR ALGORITHM WITH COHERENT EXTENSION FOR DETECTING MOVING TARGETS IN THE PRESENCE OF CLUTTER

D. V. Kurganov[1,2], P. N. Zakhorov[1,2], D. S. Demin[2]

[1]Lomonosov Moscow State University, Faculty of Physics (MSU), Moscow, Russia
[2]Microwave Electronics

Abstract. This paper considers an FMCW radar with coherent extension, which enhances range resolution by increasing the effective observation time. The impact of improved range resolution on the unambiguous velocity range and target response characteristics is investigated. It is shown that higher resolution leads to a reduced unambiguous velocity range. A trade-off between resolution and detection robustness is identified, driven by the sensitivity of the algorithm to phase coherence.

Keywords: Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) Radar, Doppler filtering; clutter; range map.

1. Введение

Одним из ключевых свойств радиолокационной системы является разрешающая способность по дальности, определяющая возможность различения близко расположенных целей. В классической радиолокации разрешение по дальности определяется шириной полосы зондирующего сигнала и возрастает с её увеличением. Однако на практике расширение мгновенной полосы ограничено аппаратными возможностями, что делает актуальными методы сверхразрешения. В отличие от подпространственных методов (например, MUSIC), требующих высокой точности оценки ковариационной матрицы и высокого отношения сигнал/шум, интерес представляют алгоритмы, реализуемые в когерентной схеме обработки. В данной работе

рассматривается радиолокация с непрерывным линейно-частотно модулированным сигналом (FMCW) с когерентным расширением, предложенная в работе [1]. Алгоритм основан на когерентном объединении последовательности сигналов биений с фазовым выравниванием, что позволяет получить разрешение, эквивалентное широкополосному сигналу при ограниченной мгновенной полосе. Выбор данного алгоритма обусловлен тем, что он реализуется в рамках стандартной когерентной обработки FMCW-сигналов и не требует решения задач параметрической оценки высокой размерности. В работе [1] алгоритм рассматривается в условиях наличия движения целей при сохранении фазовой согласованности сигналов, необходимой для когерентного объединения. В рассматриваемой в данной работе постановке учитываются условия увеличенной дальности наблюдения, что приводит к росту эффективного времени наблюдения и длительности обрабатываемых сигналов. В таких условиях возрастает чувствительность алгоритма к фазовым ошибкам и отклонениям от идеальной когерентности, что может оказывать существенное влияние на характеристики когерентного накопления.

Целью работы является исследование особенностей применения (FMCW) с когерентным расширением при детектировании подвижной цели в условиях фоновой помехи.

2. Описание алгоритма

Алгоритм радиолокации с непрерывным линейно-частотно модулированным сигналом (FMCW) с когерентным расширением основан на когерентном объединении последовательности сигналов биений, что позволяет увеличить эффективное время наблюдения и, как следствие, повысить спектральное разрешение.

Для обработки формируются подпоследовательности сигналов биений:

$$Q_n = \{V_n, V_{n+N}, \dots, V_{n+N(L-1)}\},$$

где N — число когерентно объединяемых импульсов (коэффициент увеличения дальностного разрешения), L — число импульсов в серии.

Для каждой цели вводится фазовая коррекция, учитывающая частоту биений и доплеровскую частоту:

$$C_i(n) = exp\big(j2\pi T(n-1)(f_{b_i} + f_{d_i})\big)$$

где f_{b_i} — частота биений, f_{d_i}— доплеровская частота.

После двумерной обработки формируется дальностно-доплеровское представление сигналов:

$$Y_n(f_x, f_y) = \mathcal{F}_{f_y}\{Q_n\}.$$

Далее выполняется фазовое выравнивание дальностно-доплеровских карт:

$$\hat{Y}_n(f_x, f_y) = Y_n(f_x, f_y) \cdot \Theta_n,$$

где $\Theta_n = \angle P_n(f_x, f_y)$ — корректирующая фаза, определяемая на основе спектральной оценки. Обратное двумерное преобразование Фурье выровненных карт позволяет получить когерентно расширенные сигналы биений.

В результате объединения N подпоследовательностей достигается увеличение разрешения по дальности в N раз. Одновременно с этим максимальная однозначная скорость уменьшается пропорционально N [3], что ограничивает диапазон допустимых скоростей. Следует отметить, что эффективность алгоритма определяется сохранением фазовой когерентности между импульсами.

В рассматриваемой постановке увеличение длительности сигнала приводит к росту эффективного времени наблюдения, что эквивалентно увеличению длительности когерентного интервала (CPI). В условиях движения цели это может приводить к нарушению фазовой когерентности между импульсами, поскольку на интервале наблюдения накапливаются фазовые ошибки, связанные с доплеровским смещением,

изменением условий распространения и нестабильностью сигнала. Нарушение когерентности приводит к ошибкам фазового выравнивания и снижению эффективности когерентного суммирования, что может проявляться в ухудшении качества формирования пика и снижении вероятности обнаружения. Данный эффект согласуется с полученными в работе экспериментальными результатами.

3. Моделирование радиолокации подвижных целей в условиях фоновых помех

Численное моделирование основано на формировании принятого сигнала, отражённого от движущейся цели в радиолокационной сцене с фоновой помехой. Для каждой реализации формировались серии импульсов, после чего выполнялась их обработка алгоритмом радиолокации с непрерывным линейно-частотно модулированным сигналом (FMCW) с когерентным расширением.

В эксперименте использовалась серия из $L = 64$ импульсов. С учётом параметров сигнала и применения окна Блэкмана–Харриса было обеспечено разрешение по скорости порядка $\Delta v \approx 6$ м/с. Максимальная однозначная скорость составляет около $v_{max} \approx 26$ м/с. В результате обработки формировались дальностно-доплеровские и дальностные портреты. Для оценки качества алгоритма использовалась метрика PLSR — отношение уровня основного пика P_{peak} к уровню боковых лепестков $P_{sidelobe}$, определяемое как

$$PLSR = 10log_{10}\left(\frac{P_{peak}}{P_{sidelobe}}\right).$$

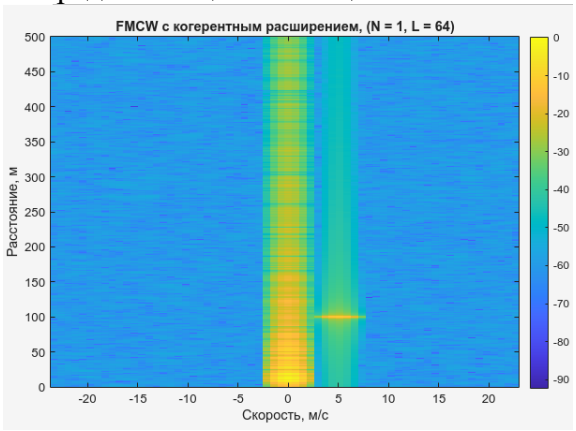
На рис. 1 показаны дальностно-доплеровские карты, полученные алгоритмом радиолокации с непрерывным линейно-частотно модулированным сигналом (FMCW) с когерентным расширением при различных значениях коэффициента увеличения разрешения $N = 1,2,4$. Рабочий диапазон скоростей определяется областью, ограниченной снизу спектром фоновой помехи, ширина которого составляет порядка разрешения по скорости Δv, а сверху — максимальной однозначной скоростью v'_{max}.

Эмпирически установлено, что эффективное детектирование цели возможно только в указанном диапазоне скоростей. Также установлено, что разрешение по скорости определяется числом импульсов в серии и не зависит от коэффициента увеличения разрешения $\Delta v' = \Delta v$, тогда как максимальная однозначная скорость обратно пропорциональна коэффициенту увеличения разрешения $v'_{max} = v_{max}/N$.

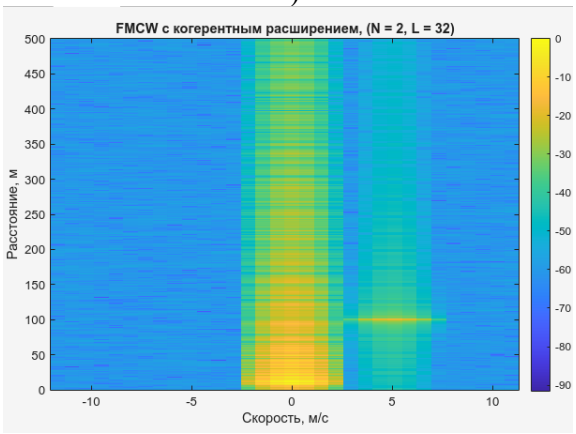
На рис. 2 представлены зависимости отношения уровня основного пика к уровню боковых лепестков (PLSR) от скорости цели при различных значениях N. Анализ полученных зависимостей показывает, что в области низких скоростей детектирование цели затруднено вследствие присутствия фоновой помехи. Зависимости, соответствующие значениям $N = 2$ и $N = 4$, определены не на всём диапазоне скоростей, что связано с ограничением однозначной скорости. Основным результатом является установленная зависимость PLSR от скорости цели и коэффициента увеличения разрешения. Показано, что с увеличением скорости цели наблюдается монотонное снижение PLSR, при этом увеличение разрешения по дальности также приводит к его уменьшению. Максимальные значения PLSR достигаются при малых скоростях и малых значениях N. Полученные результаты свидетельствуют о том, что увеличение разрешения сопровождается осложнением детектирования цели, несмотря на рост разрешающей способности.

Деградация качества обнаружения может быть связана с нарушением фазовой когерентности между импульсами при движении цели, накоплением фазовых ошибок на интервале наблюдения, а также ухудшением условий когерентного суммирования

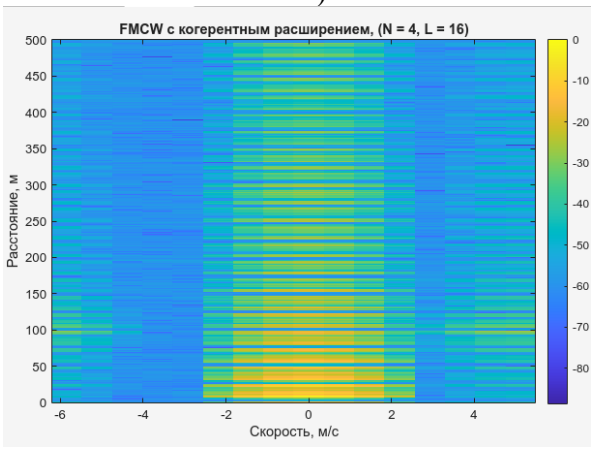
сигналов. В условиях фоновой помехи и движения цели увеличение числа импульсов в серии L приводит к улучшению разрешения по скорости и обеспечивает возможность отделения цели от помехи. В то же время увеличение N сопровождается сужением диапазона однозначных скоростей, снижением качества обнаружения, характеризуемого метрикой PLSR, и повышенной чувствительностью алгоритма к нарушению фазовой когерентности. Таким образом, увеличение разрешения сопровождается фундаментальным компромиссом между разрешающей способностью и устойчивостью обнаружения в динамической радиолокационной сцене.



а)



б)



в)

Рис. 1. Дальностно-доплеровские карты, полученные с помощью алгоритма радиолокации с непрерывным линейно-частотно модулированным сигналом (FMCW) с когерентным расширением при различных значениях коэффициента увеличения разрешения: $N = 1$ (а), $N = 2$ (б), $N = 4$ (в). Сцена с движущейся целью (дальность 100 м, скорость 5 м/с) и фоновой помехой.

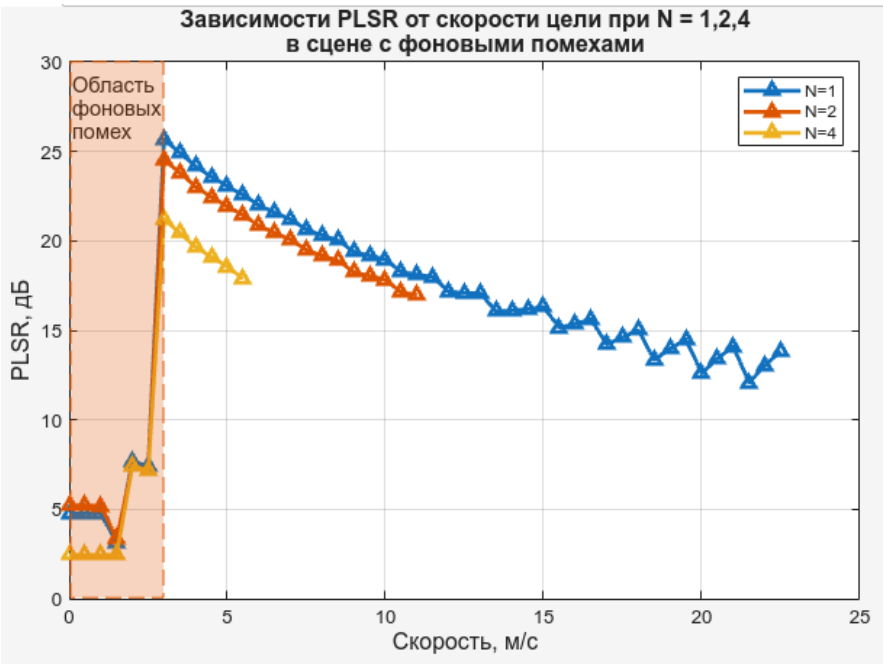


Рис. 2. Зависимости отношения уровня основного пика к уровню боковых лепестков (PLSR) от скорости цели в сцене с фоновой помехой при различных значениях коэффициента увеличения разрешения $N = 1,2,4$. Показано монотонное снижение PLSR с ростом скорости цели, а также ухудшение качества обнаружения при увеличении N.

4. Заключение

В работе проведено численное моделирование радиолокации с непрерывным линейно-частотно модулированным сигналом (FMCW) с когерентным расширением при детектировании подвижной цели в условиях фоновой помехи. Установлено, что с увеличением скорости цели и коэффициента увеличения разрешения наблюдается монотонное снижение качества обнаружения, обусловленное чувствительностью алгоритма к нарушению фазовой когерентности. Таким образом, повышение разрешения сопровождается фундаментальным компромиссом между разрешающей способностью и устойчивостью обнаружения, который необходимо учитывать при выборе параметров алгоритма.

Литература

1. Lulu, Amro, and Bijan G. Mobasseri. “High-Resolution Range-Doppler Maps by Coherent Extension of Narrowband Pulses.” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 56, no. 4 (2020): 3099–112.
2. Oppenheim A. V. Discrete-time signal processing. – Pearson Education India, 1999.
3. Scheer J., Holm W. A. Principles of modern radar. – 2010.

References

1. Lulu, Amro, and Bijan G. Mobasseri. “High-Resolution Range-Doppler Maps by Coherent Extension of Narrowband Pulses.” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 56, no. 4 (2020): 3099–112.
2. Oppenheim A. V. Discrete-time signal processing. – Pearson Education India, 1999.
3. Scheer J., Holm W. A. Principles of modern radar. – 2010.

МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА НА БАЗЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА И НЕСИММЕТРИЧНЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ ВИВАЛЬДИ

Д. К. Проскурин, Ю. Г. Пастернак, С. М. Фёдоров, А. А. Шеверев

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В данной статье разработана многолучевая антенная система. Она может быть активной и пассивной; при реализации активной антенной системы дуплексоры, усилители мощности и малошумящие усилители включаются между антенными входами линзы Люнеберга и антенными элементами. Антенная система может быть использована в аппаратуре управления и передачи данных в БПЛА.

Ключевые слова: антенная система; линза Люнеберга; полоса рабочих частот; диаграмма направленности.

MULTIPATH ANTENNA SYSTEM BASED ON A FLAT LUNEBERG LENS AND NON-SYMMETRIC VIVALDI EMITTERS

D. K. Proskurin, Yu. G. Pasternak, S. M. Fedorov, A. A. Sheverev

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. In this report, a multipath antenna system has been developed. It is used in the control and data transmission equipment in UAVs. The antenna system can be active and passive; when implementing an active antenna system, duplexers, power amplifiers and low-noise amplifiers are switched on between the antenna inputs of the Luneberg lens and the antenna elements.

Keywords: antenna system; Luneberg lens; operating frequency band; radiation pattern.

1. Введение

Многолучевая антенна – антенна, диаграмма направленности которой содержит множество главных лучей [1]. Она состоит из излучающей части, диаграммообразующего устройства и входов антенны. Излучающая часть многолучевой антенны представляет собой или решётку излучателей, или раскрыв апертурной антенны. Основной элемент многолучевой антенны, называемый диаграммообразующим устройством, предназначен для формирования амплитудно-фазового распределения поля в излучающей части в зависимости от сигнала, поступающего на соответствующий вход антенны [2].

В многолучевой антенне выполняется параллельный обзор пространства, т.е. одновременно формируется множество лучей, расположенных дискретно каждый в своем секторе сканирования. Сигналы, поступающие на антенну с различных направлений, могут быть разделены и переданы на соответствующие каналы. Такое же пространственное разделение сигналов можно реализовать и в обратном канале связи.

2. Конструкция многолучевой антенной системы

Рассматриваемая многолучевая антенная система разработана для аппаратуры управления и передачи данных, размещаемой на БПЛА. Антенная система может быть реализована активной; питание ее элементов осуществляется с помощью полноазимутальной линзы Люнеберга с оболочкой [1]. Линза состоит из трех

диэлектриков: в центре – полистирол (диэлектрическая проницаемость 2.56), среднее кольцо – полиэтилен (диэлектрическая проницаемость 2.3), внешнее кольцо – тефлон (диэлектрическая проницаемость 2.1) [2]. Формируемая диаграмма направленности позволяет использовать её в БПЛА.

Линза разделена пополам перфорированным металлическим экраном. Нижняя часть линзы возбуждается с помощью полосковых трансформаторов; цилиндрические волны, излучаемые торцами полосковых трансформаторов, распространяются в плоской линзе Люнеберга, при этом параметры перфорированного металлического экрана выбираются таким образом, чтобы большая часть энергии волны переносилась бы из нижней части линзы в верхнюю ее часть (рисунки 1-3).

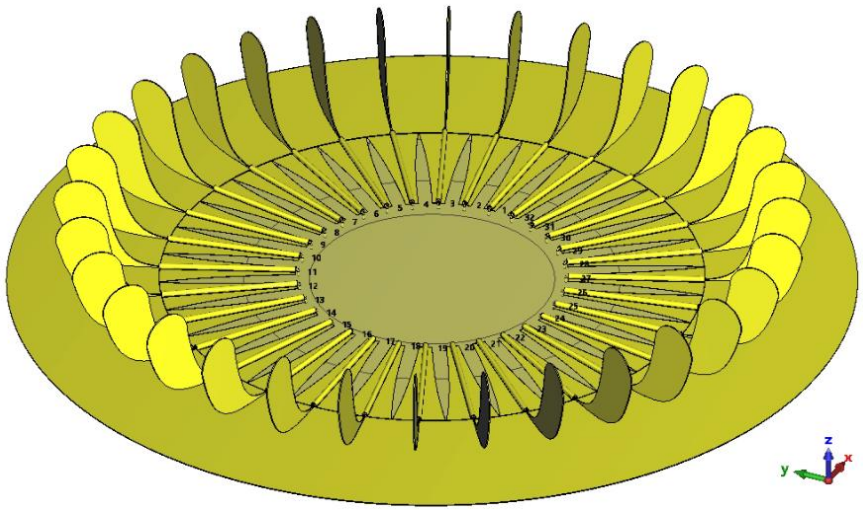


Рис. 1. Модель антенной системы. Вид в объеме.

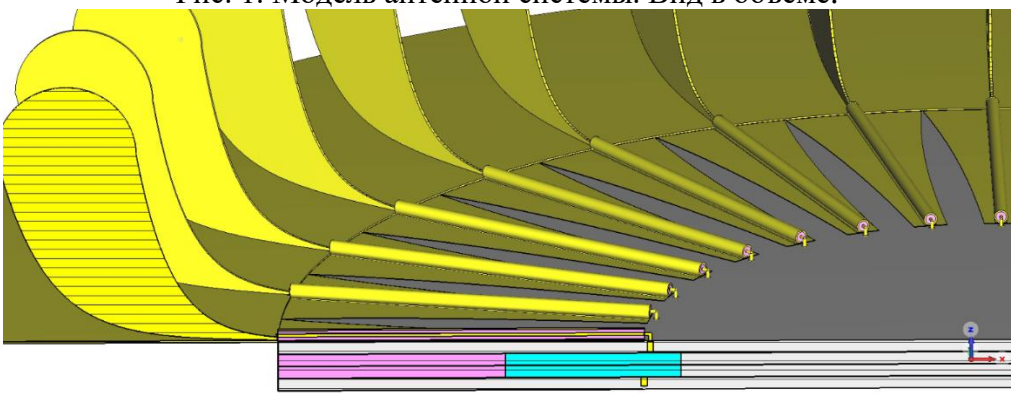


Рис. 2. Модель антенной системы. Сечение антенной системы, диаграммообразующая схема (ДОС) на основе плоской линзы Люнеберга.

На рисунке 3 изображена модель антенной системы. На ней перфорированный экран, разделяющий тело плоской линзы Люнеберга на две области: запитывающей элементы антенной решетки, и подключенной к диаграммообразующим портам антенной системы.

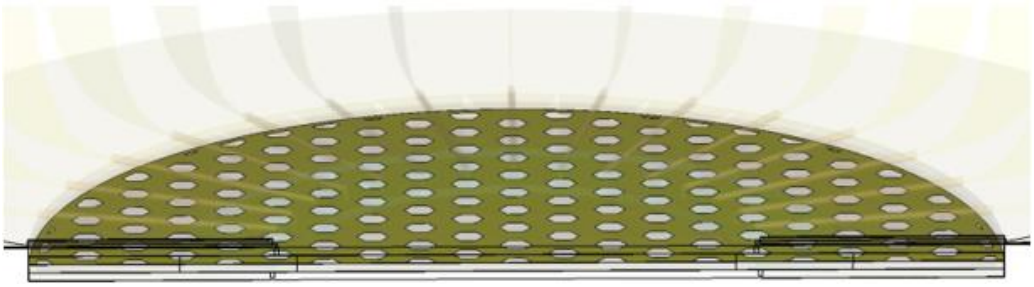


Рис. 3. Модель антенной системы.

Волна, перетекшая в верхнюю часть линзы Люнеберга через отверстия в перфорированном экране, возбуждает систему верхних полосковых трансформаторов, которые запитывают несимметричные излучатели «кроличьи уши» разновидность антенны Вивальди.

3. Результаты моделирования многолучевой антенной системы

Параметры антенной системы были выбраны следующими: диаметр подстилающей поверхности – 374.4 мм, высота антенной системы – 52.5 мм, число лепестков по азимуту – 32, поляризация – вертикальная. В формировании каждого из 32 лепестков задействованы все излучатели (из которых наиболее интенсивно возбуждены с помощью ДОС – 16).

Диаграмма направленности одного из 32 входов антенной системы на частоте 4 ГГц показана на рисунки 4-6.

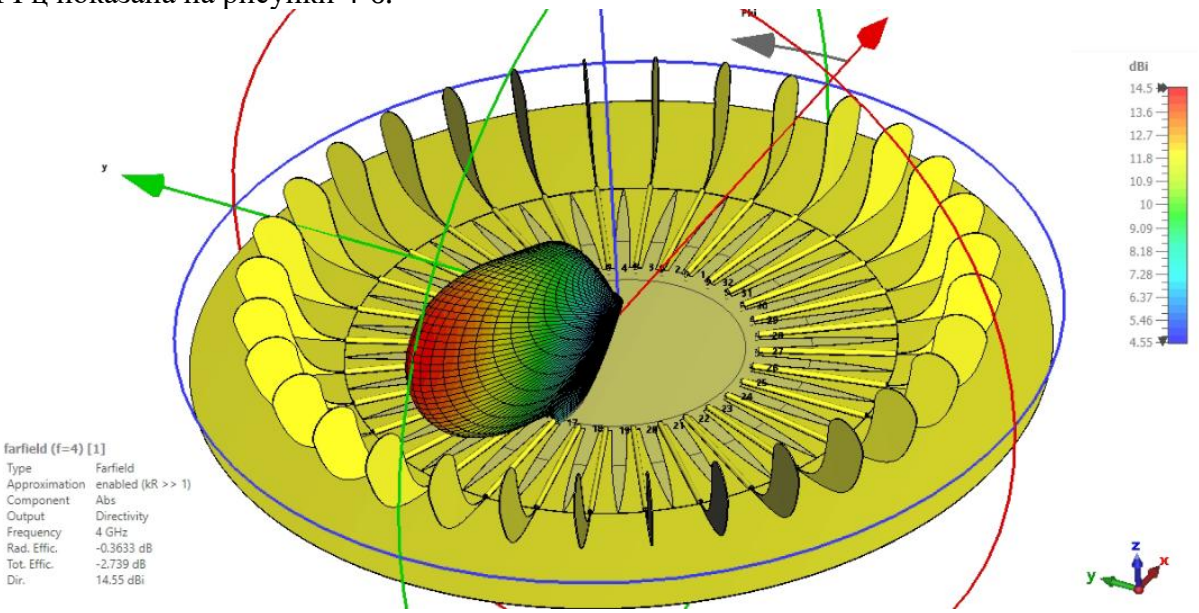


Рис. 4. Диаграмма направленности в объеме одного из 32 входов антенной системы на частоте 4 ГГц.

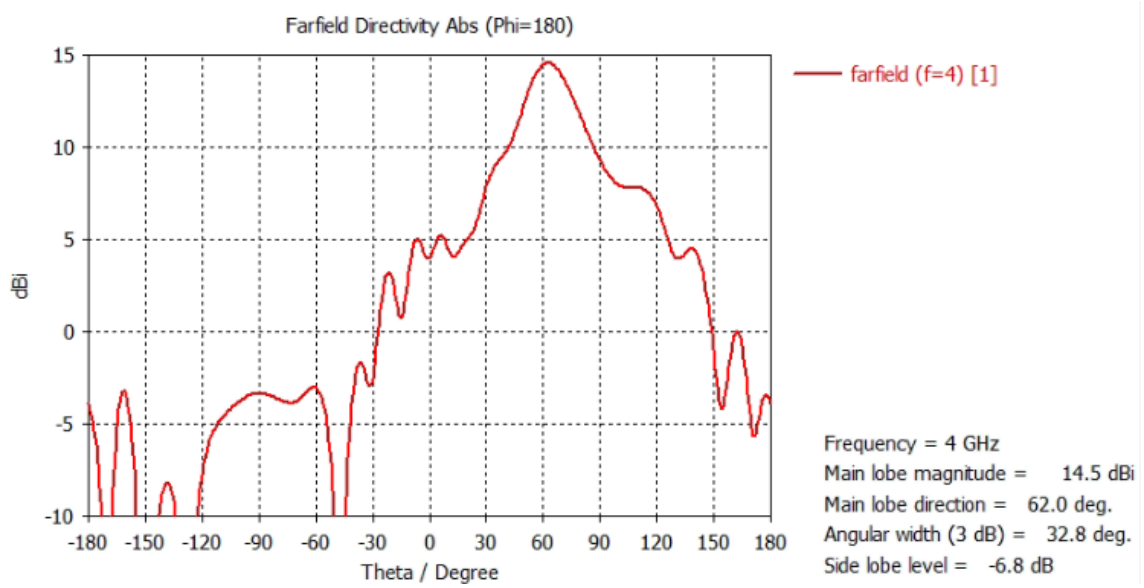


Рис. 5. ДН в угло-местной плоскости одного из 32 входов антенной системы на частоте 4 ГГц.

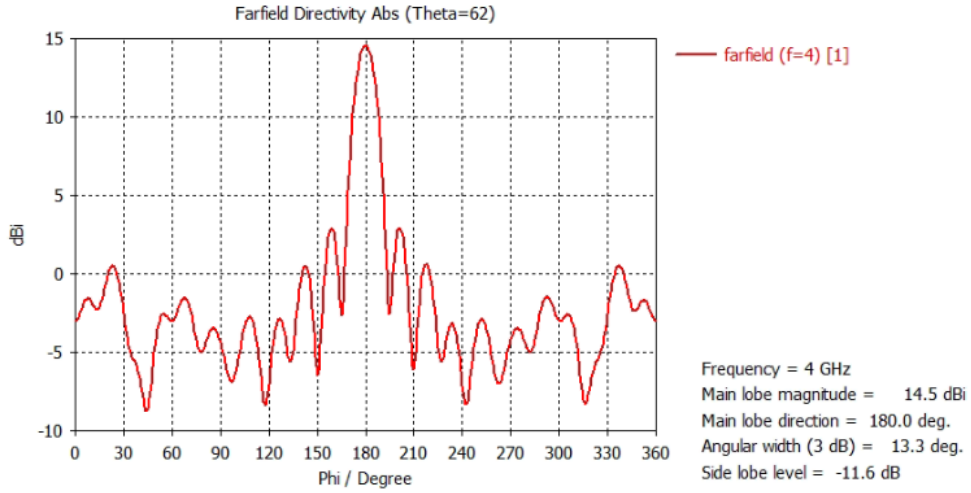


Рис. 6. ДН в азимутальной плоскости одного из 32 входов антенной системы на частоте 4 ГГц.

4. Заключение

При достаточной грузоподъёмности БПЛА антенная система может быть активной; при реализации активной антенной системы дуплексоры, усилители мощности и малошумящие усилители включаются между антенными входами линзы Люнеберга и антенными элементами.

Использование антенной системы позволит увеличить энергетический потенциал аппаратуры приема-передачи информации, базируемой на БПЛА. Функционирование в многолучевом режиме дает возможность реализации технологии MIMO.

Описанная выше антенная система за счёт управляемой ДН позволяет эффективно использовать её для БПЛА

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания "молодежная лаборатория" № FZGM-2024-0003.

Литература

1. Жук М. С., Молочков Ю. Б. Проектирование линзовых, сканирующих, широкодиапазонных антенн и фидерных устройств. / Москва: «Энергия», 1973. - 440 с.
2. Воскресенский Д. И., Степаненко В. И., Филиппов В. С., Грановская Р. А. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учебное пособие для вузов. Под ред. Д. И. Воскресенского. М: Радиотехника, 2003. – 62 с

References

1. Zhuk M. S., Molochkov YU. B. Proyektirovaniye linzovykh, skaniruyushchikh, shirokodiapazonnykh antenn i fidernykh ustroystv. / Moskva: «Energiya», 1973. – 440 p.
2. Voskresenskiy D. I., Stepanenko V. I., Filippov V. S., Granovskaya R. A. Ustroystva SVCH i antenny. Proyektirovaniye fazirovannykh antennykh reshetok: Uchebnoye posobiye dlya vuzov. Pod red. D. I. Voskresenskogo. M: Radiotekhnika, 2003. – 62 p.

МНОГОЛУЧЕВАЯ MIMO АНТЕННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНОГО ОБЗОРА

Д. К. Проскурин, Ю. Г. Пастернак, С. М. Фёдоров, А. А. Шеверев

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В данной статье разработана многолучевая MIMO антенная система полноазимутального обзора пространства с 32 веерными лепестками. Антенна может работать в режиме MIMO (32 канала). Это преимущество в помехоустойчивости в условиях городской застройки и пересеченной местности.

Ключевые слова: многолучевая MIMO антенная система; веерные лепестки; полоса рабочих частот; диаграмма направленности.

MULTIPLE-PATH MIMO ANTENNA SYSTEM FOR SPATIAL FULL-AZIMUTH VIEW

D. K. Proskurin, Yu. G. Pasternak, S. M. Fedorov, A. A. Sheverev

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. In this article, a multipath MIMO antenna system for a full-azimuthal view of space with 32 fan lobes has been developed. The antenna can operate in MIMO mode (32 channels). This is an advantage in noise immunity in urban areas and rough terrain.

Keywords: multipath MIMO antenna system; fan lobes; operating frequency band; radiation pattern.

1. Введение

В современных системах связи, например, в сотовых системах связи, высокоскоростных локальных вычислительных сетях и др., существует необходимость повышения пропускной способности. Пропускная способность может быть увеличена путём расширения полосы частот. Тем не менее, применимость этих методов ограничена из-за требований биологической защиты, ограниченной мощности источника питания (в мобильных устройствах) и электромагнитной совместимости. Поэтому, если в системах связи эти подходы не обеспечивают необходимой скорости передачи данных, то эффективным может оказаться применение адаптивных антенных решёток со слабо коррелированными антенными элементами. Системы связи с такими антеннами получили название систем MIMO [1].

Технология MIMO – инновационный метод беспроводной передачи данных, позволивший не только увеличить пропускную способность, но и сделать подключение более стабильным. Принцип этой технологии заключается в одновременном приеме и передаче нескольких потоков данных, путём согласованной работы множества антенн на передающей и принимающей сторонах [2].

Главный принцип работы технологии MIMO – распределение одного потока данных, между несколькими антеннами для их передачи и последующего приема [1]. Это позволяет параллельно передавать данные по нескольким потокам, что значительно увеличивает скорость и качество передаваемого сигнала [3].

2. Конструкция многолучевой MIMO антенной системы

Разработанная многолучевая MIMO антенная система полноазимутального обзора пространства с 32 веерными лепестками создана на основе ТЕМ- рупора в виде фигуры вращения с экспоненциальным раскрывом и полноазимутальной плоской линзы Люнеберга (рисунок 1). Антенная системы предназначена для использования в бортовой аппаратуре управления и передачи данных; малая высота антенны позволяет расположить ее на БПЛА самолетного и вертолетного типа.

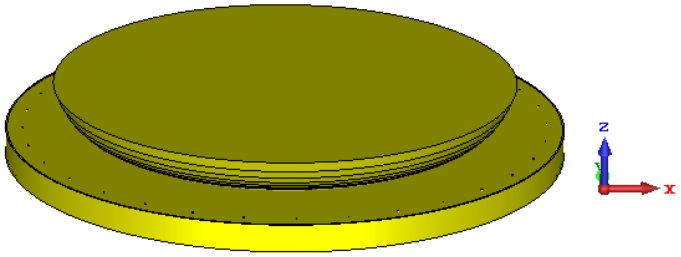


Рис. 1. Модель полноазимутальной многолучевой антенны.

Полоса рабочих частот антенной системы, определяемая по критериям сохранения формы и параметров ДН, хорошего согласования и суммарного КПД не менее 50% - от 4.5 до 6 ГГц. Диаметр основания антенны – 362 мм, полная высота – 48.2 мм.

Разрез антенны показан на рисунке 2, основные детали ее конструкции приведены на рисунках 3-8.

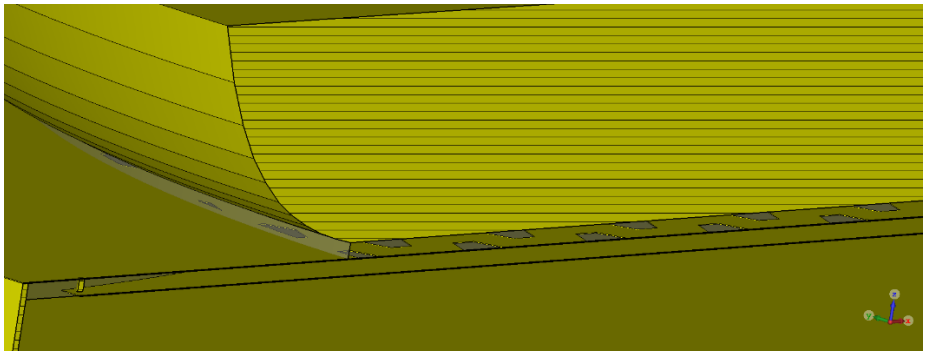


Рис. 2. Вертикальный разрез многолучевой антенны.

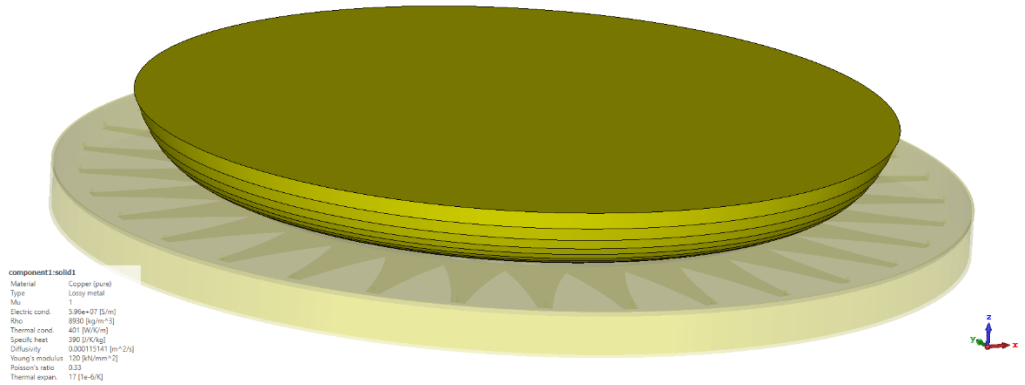


Рис. 3. Конструкция антенны.

На рисунке 3 изображена «Чашка», образующая ТЕМ-рупор в виде фигуры вращения с экспоненциальным раскрывом. Максимальный раскрыв рупора – 30 мм.

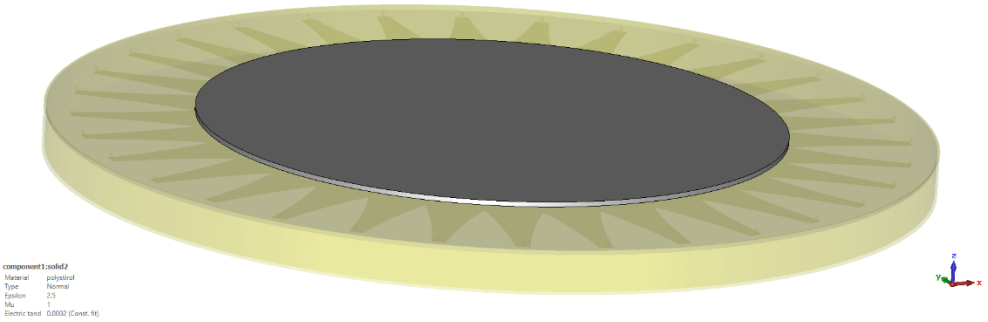


Рис. 4. Конструкция антенны.

На рисунке 4 удалена «чашка», следующий слой – 2 мм полистироловый лист.

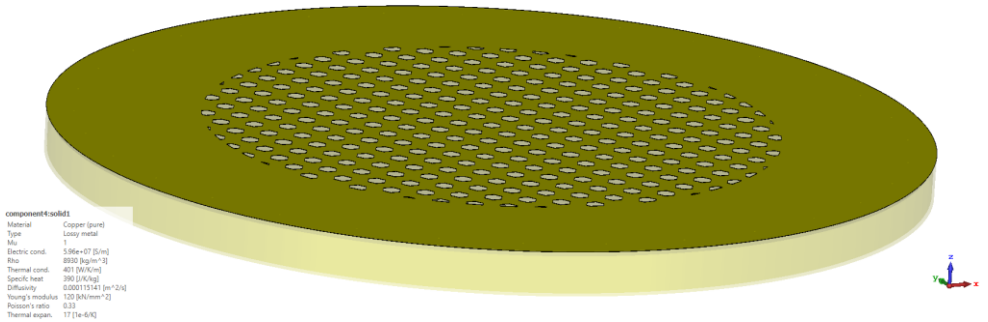


Рис. 5. Конструкция антенны.

На рисунке 5 удалена «чашка», удален 2 мм полистироловый лист, следующий слой – экран с перфорацией.

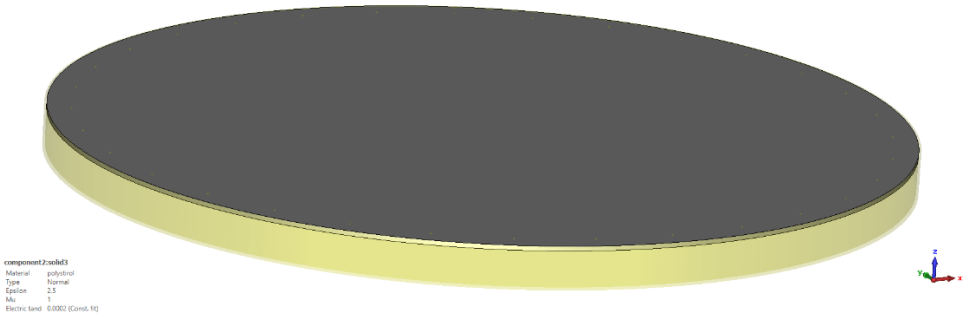


Рис. 6. Конструкция антенны.

На рисунок 6 удалены «чашка», 2 мм полистироловый лист, экран с перфорацией, следующий слой – 2 мм полистироловый лист.

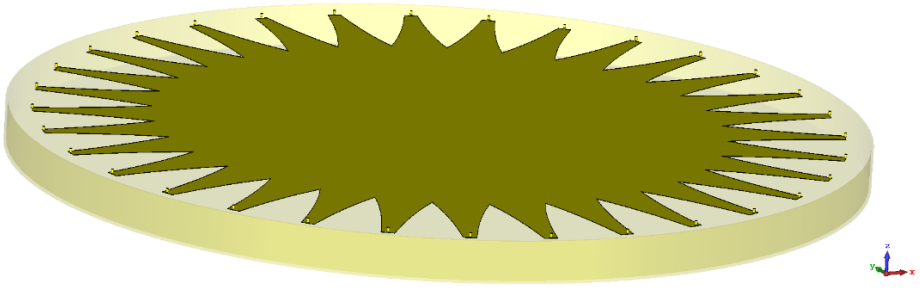


Рис. 7. Конструкция антенны.

На рисунке 7 удалены «чашка», 2 мм полистироловый лист, экран с перфорацией, 2 мм полистироловый лист, следующий слой – земля линзы и полосковые экспоненциальные трансформаторы.

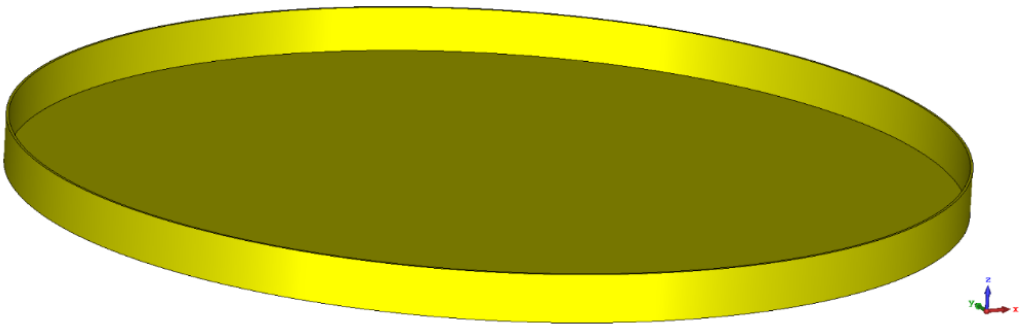


Рис. 8. Конструкция антенны.

На рисунке 8 изображён нижний слой – металлическая коробка с круглым основанием.

3. Результаты моделирования многолучевой MIMO-антенной системы

Основные характеристики многолучевой антенной системы приведены на рисунках 9-14.

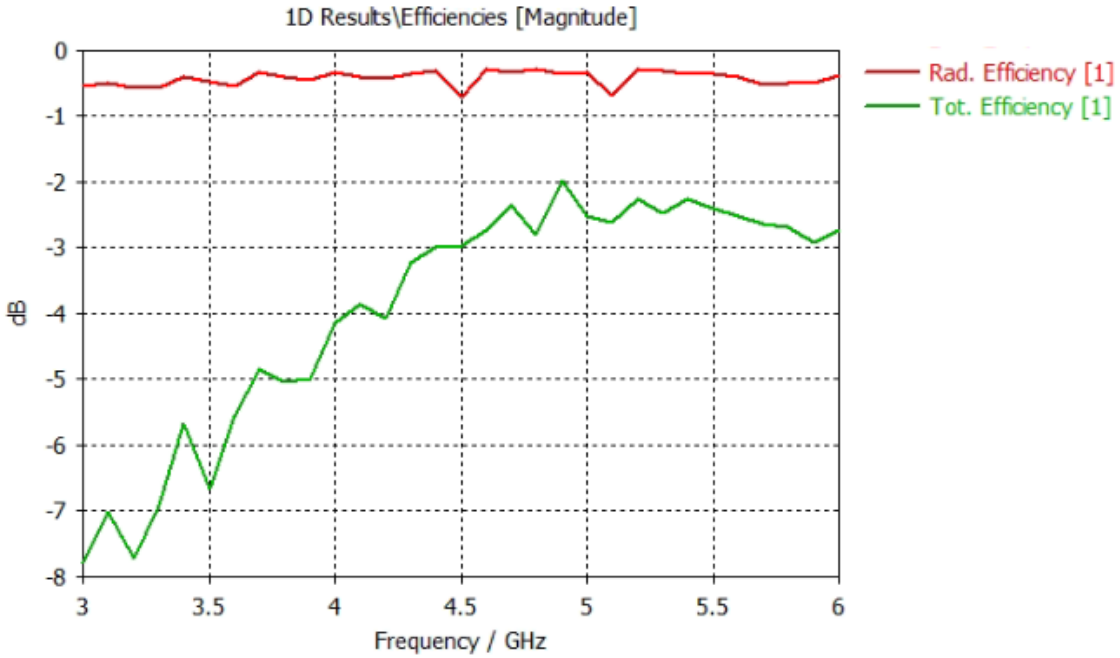


Рис. 9. Потери в материалах и суммарные потери, дБ для одного из 32 входов антенной системы.

На рисунке 10 изображены частотные зависимости КСВН для одного из 32 входов антенной системы.

На рисунке 11 изображены S- параметры антенной системы всех 32 ходов. Этот параметр описывает электрическое поведение линейной сети при различных частотах, включая отражение и передачу энергии.

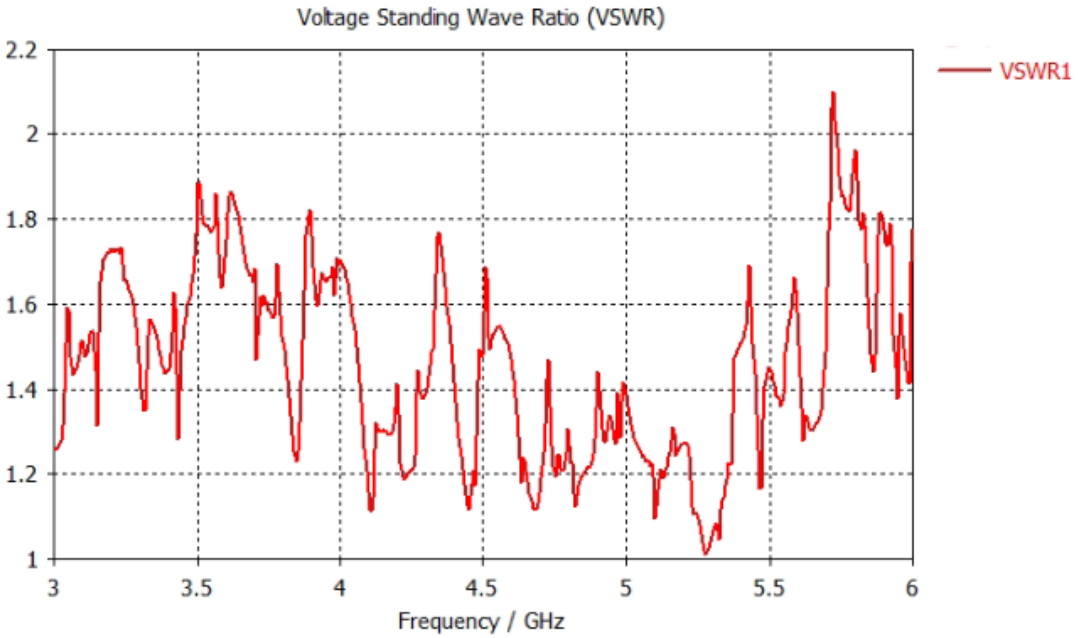


Рис. 10. Частотные зависимости КСВН.

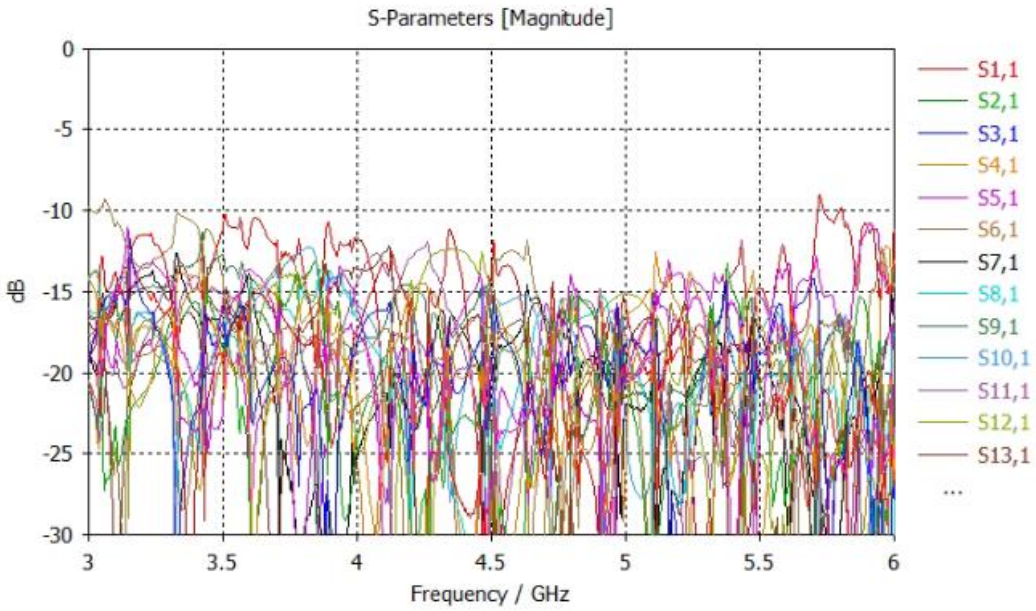
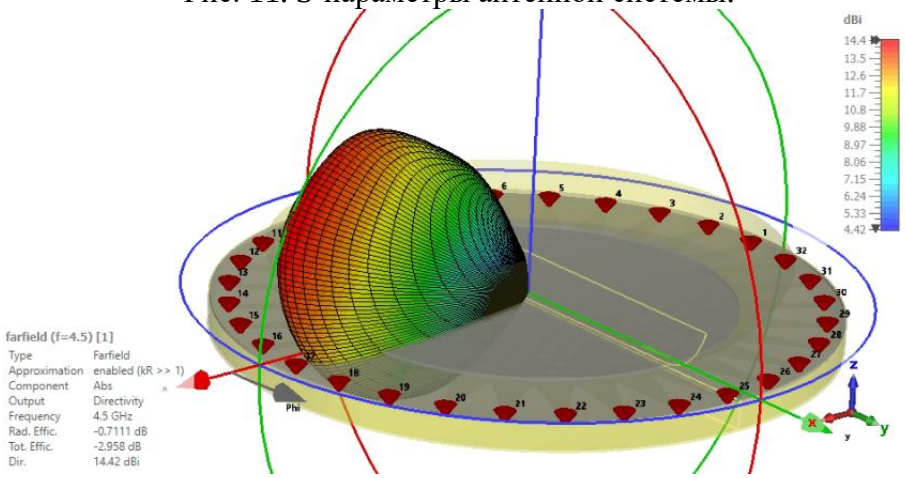
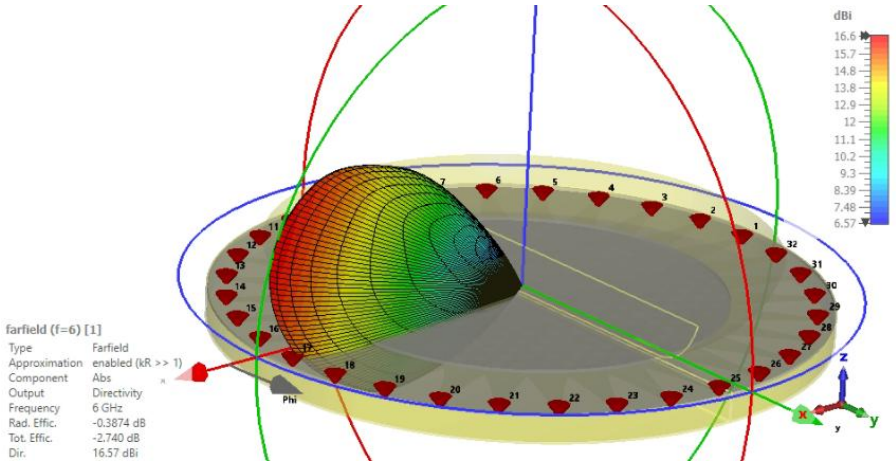


Рис. 11. S-параметры антенной системы.



а) f=4.5 ГГц



б) f=6 ГГц

Рис. 12. ДН в объеме на частотах 4.5, 6 ГГц.

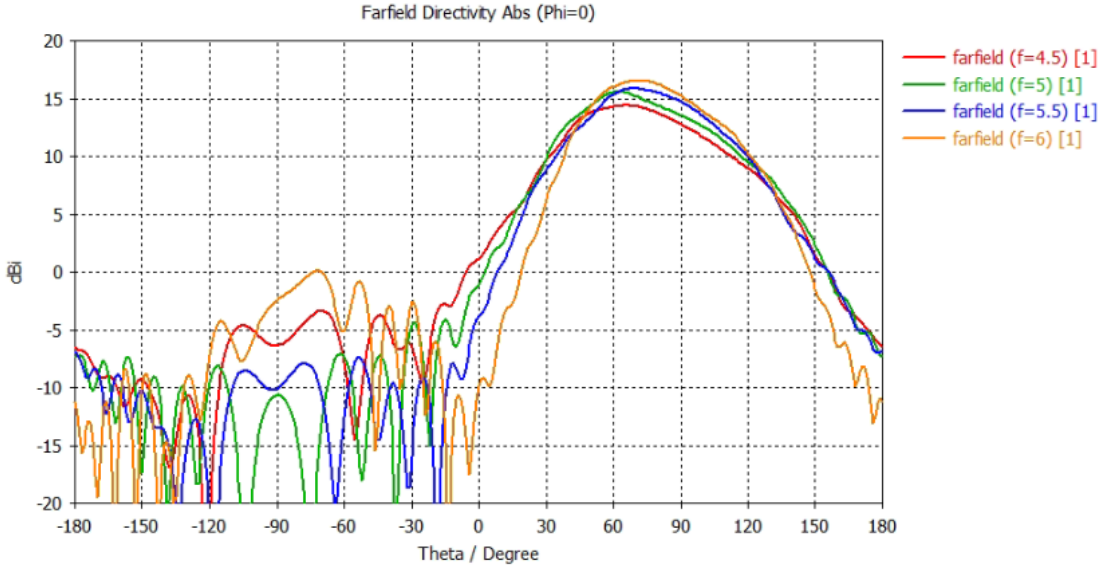


Рис. 13. ДН в угло-местной плоскости на частотах 4.5, 5, 5.5, 6 ГГц.

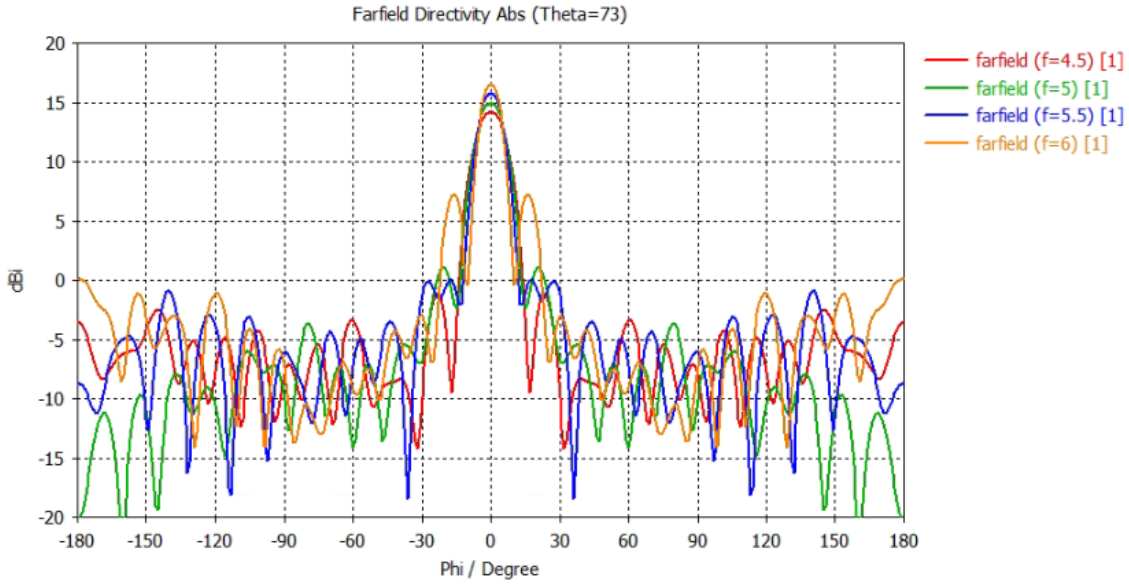


Рис. 14. ДН в азимутальной плоскости на частотах 4.5, 5, 5.5, 6 ГГц.

4. Заключение

В заключении можно отметить достоинства разработанной конструкции антенны:

– полноазимутальная многолучевая антенна не содержит дефицитных и дорогих материалов, при ее реализации используются медная фольга и листовой полистирол толщиной 2 мм;

– антенна располагается вниз «чашкой» на БПЛА и служит для приема сигналов управления и передачи данных;

– антенна может работать в режиме MIMO (32 канала), что дает существенный выигрыш в помехоустойчивости в условиях городской застройки и пересеченной местности;

– за счет формирования веерных ДН с узким лучом в азимутальной плоскости повышается энергетический потенциал системы приема сигналов управления, растет радиус зоны действия.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания "молодежная лаборатория" № FZGM-2024-0003.

Литература

1. Авдеев С. М., Бей Н. А., Морозов А. Н. Линзовые антенны с электрически управляемыми диаграммами направленности. // М: «Радио и связь» 1987 г. - 128 с.
2. С. Е. Банков Двухслойная планарная Линза Люнеберга // Журнал Радиотехники №12. 2012.
3. А. И. Долбик. Устройства СВЧ и антенны. Часть 2. Антенные системы РЭС РТВ. 2004 г.

References

1. Avdeyev S. M., Bey N. A., Morozov A. N. Linzovyye antenny s elektricheski upravlyayemymi diagrammami napravlennosti. // M: «Radio i svyaz'» 1987 - 128 p.
2. S. Ye. Bankov Dvukhsloynaya planarnaya Linza Lyuneberga // Zhurnal Radiotekhniki №12. 2012.
3. A. I. Dolbik. Ustroystva SVCH i antenny. Chast' 2. Antennyye sistemy RES RTV. 2004.

АКТИВНАЯ ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНАЯ МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА НА БАЗЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА

Д. К. Проскурин, Ю. Г. Пастернак, С. М. Фёдоров, А. А. Шеверев

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В данной статье разработана активная полноазимутальная многолучевая антенная система на базе плоской линзы Люнеберга. Она может функционировать с любым видом поляризации излучаемых и принимаемых волн, а также – плавно регулировать положение плоскости линейной поляризации, что очень важно в системах спутниковой связи и телекоммуникации.

Ключевые слова: многолучевая антенная система; линза Люнеберга; полоса рабочих частот; диаграмма направленности.

ACTIVE FULL-AZIMUTH MULTIPLE-BEAM ANTENNA SYSTEM BASED ON A FLAT LUNEBERG LENS

D. K. Proskurin, Yu. G. Pasternak, S. M. Fedorov, A. A. Sheverev

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. This article describes an active full-azimuth multi-beam antenna system based on a flat Luneburg lens. It can operate with any type of polarization of the emitted and received waves, and it can also smoothly adjust the position of the linear polarization plane, which is very important in satellite communication and telecommunications systems.

Keywords: multi-beam antenna system; Luneburg lens; operating frequency band; radiation pattern.

1. Введение

Активная полноазимутальная многолучевая антенная система — это система, которая позволяет формировать множество лучей в широком угловом секторе (полноазимутальное сканирование) с помощью активных фазированных антенных решёток. Такие системы позволяют независимо управлять амплитудами и фазами сигналов в каналах, что позволяет сканировать лучами и изменять их форму [1].

Активные полноазимутальные многолучевые антенные системы используются в различных системах, например в: системах радиосвязи — позволяют повысить ёмкость за счёт увеличения количества одновременно обслуживаемых абонентов, системах радиолокации – позволяют быстро определять местоположение объектов в пространстве и отслеживать их большое число за счёт большого числа высоконаправленных лучей, космических системах мобильной связи — большие активные фазированные антенные решётки позволяют формировать несколько лучевых кластеров, каждый из которых может состоять из десятков парциальных лучей [2]. В таких системах стремятся обеспечить независимое управление угловой ориентацией как кластеров, так и входящих в них парциальных лучей.

2. Конструкция активной полноазимутальной многолучевой антенной системы

Для уменьшения габаритных размеров антенной системы, как высоты, так и ее диаметра, с целью оптимального размещения антенны на БПЛА, перспективным

является использование патч- антенн, являющихся низкопрофильными излучателями весьма простой конструкции, реализация которых удобна с использованием технологии производства печатных плат [3].

В статье рассмотрены два варианта полноазимутальных многолучевых антенных систем, отличающиеся значениями высоты цилиндрического корпуса антенной системы, боковая стенка которого служит также экраном для патч- излучателей кольцевой антенной решетки.

Использование патч- излучателей, кроме уменьшения габаритных размеров антенны и повышения технологичности изготовления излучателей, позволяет также реализовать излучение и прием на любом виде поляризации – линейной (вертикальной, горизонтальной, наклонной на ±45°), а также – на круговой поляризации (левого и правого вращения), а также – одновременного излучения и приема на двух ортогональных поляризациях, при использовании излучателей с двумя ортогональными поляризациями. Кроме того, есть возможность плавной регулировки ориентации плоскости линейной поляризации, что является очень важным при создании антенных систем для аппаратуры спутниковой связи и телекоммуникации. Модели разработанных антенных систем с полноазимутальным диаграммообразованием показаны на рисунках 1-2.

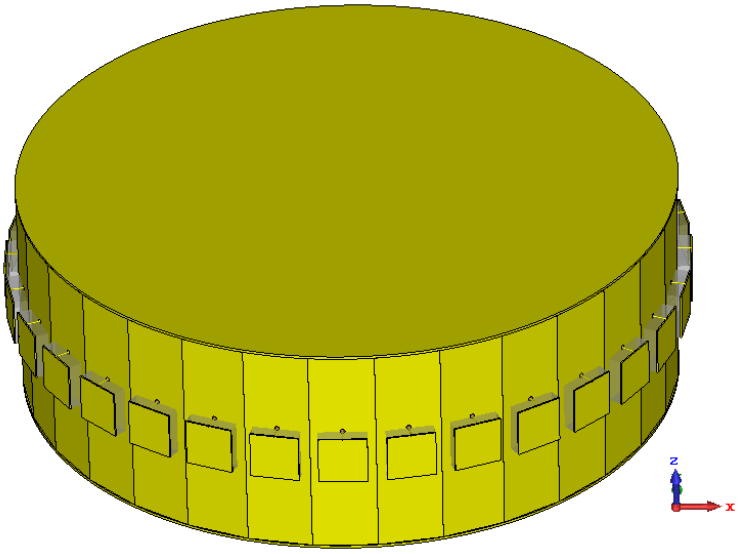


Рис. 1. Вариант 1 антенной системы. Полная высота – 82 мм.

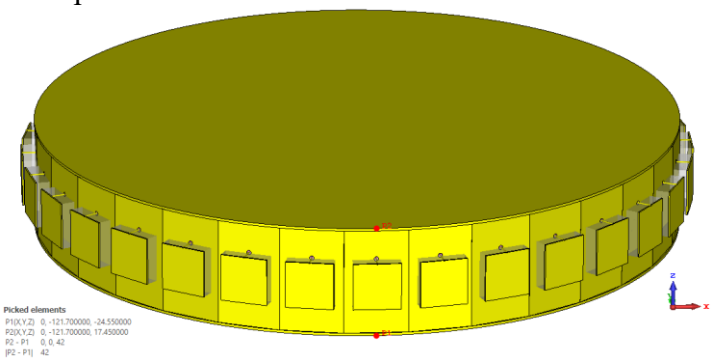


Рис. 2. Вариант 2 антенной системы. Полная высота – 42 мм.

Полоса рабочих частот разработанных антенных систем – от 4.9 ГГц до 5.9 ГГц. Поляризация – вертикальная (определяется видом поляризации излучателей). Число формируемых лучей в полноазимутальном пространстве – 32. Диаметр расположения патч- излучателей – 252 мм. Полная высота – 82 мм (вариант 1). Полная высота – 42 мм (вариант 2).

Антенные системы состоят из 32 патч- излучателей, расположенных эквидистантно на окружности с диаметром 252 мм, а также – полноазимутальной диаграммообразующей системы (ДОС), реализованной в виде планарной металло-диэлектрической структуры с 5 слоями металла (медь, 0.1 мм) и 4 слоями диэлектрика (полистирол 2 мм). Разрез антенной системы в вертикальной плоскости показан на рисунке 3. Для запитки антенных элементов использована ДОС, содержащая 5 слоев металла, средний из которых – перфорированный экран, разделяющий линзу Люнеберга на две части в Е- плоскости, а верхний и нижний слови металла – полосковые симметрирующие и согласующие трансформаторы, подключенные к телу линзы Люнеберга.

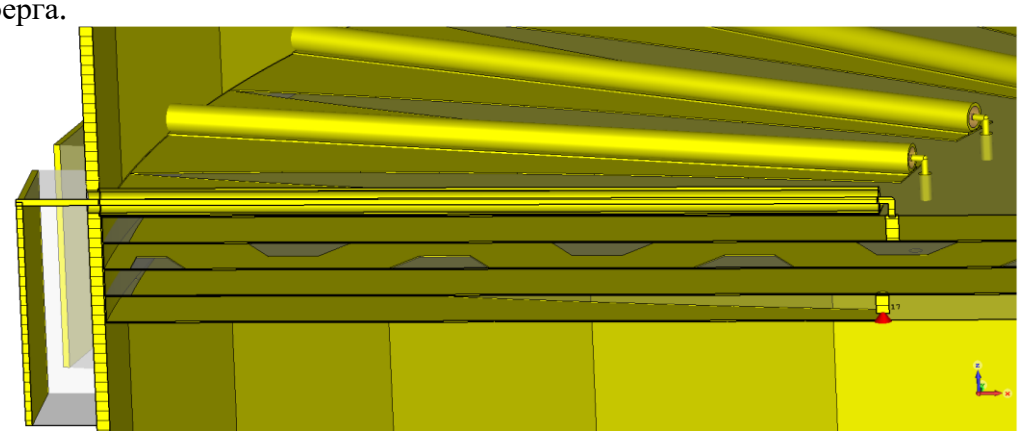


Рис. 3. Разрез антенной системы в вертикальной плоскости.

При включении между антенными элементами и ДОС усилителей антенные системы функционируют в активном режиме. В активной антенной системе компенсируются потери мощности в ДОС, складываются мощности 18 усилителей мощности в каждом направлении, что дает возможность увеличить дальность действия радиотехнической системы (в режиме передачи), и уменьшается шумовая температура (в режиме передачи).

Основные характеристики антенн приведены на рисунке 4-11.

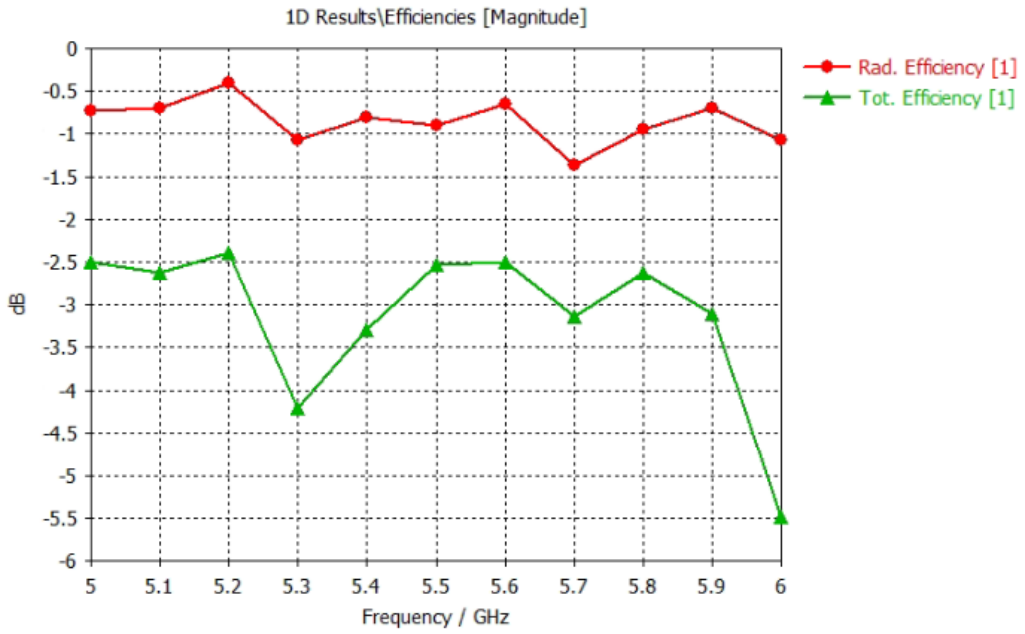


Рис. 4. Частотные зависимости эффективности излучения и полной эффективности антенны варианта 1 антенной системы, дБ.

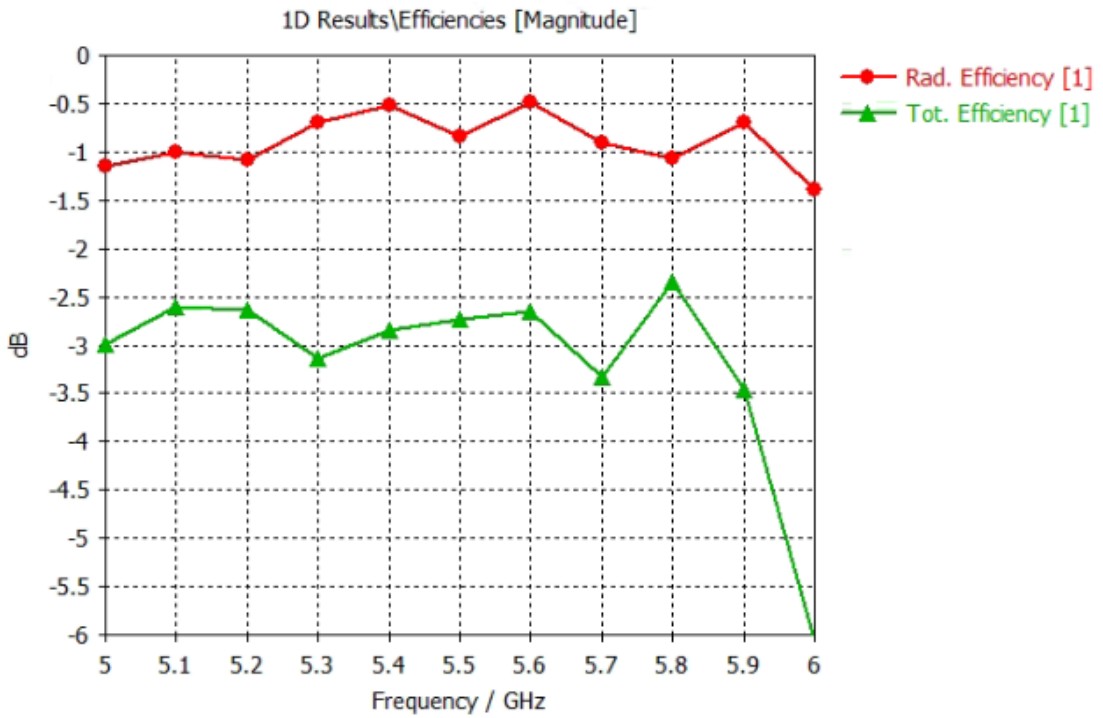


Рис. 5. Частотные зависимости эффективности излучения и полной эффективности антенны варианта 2 антенной системы, дБ.

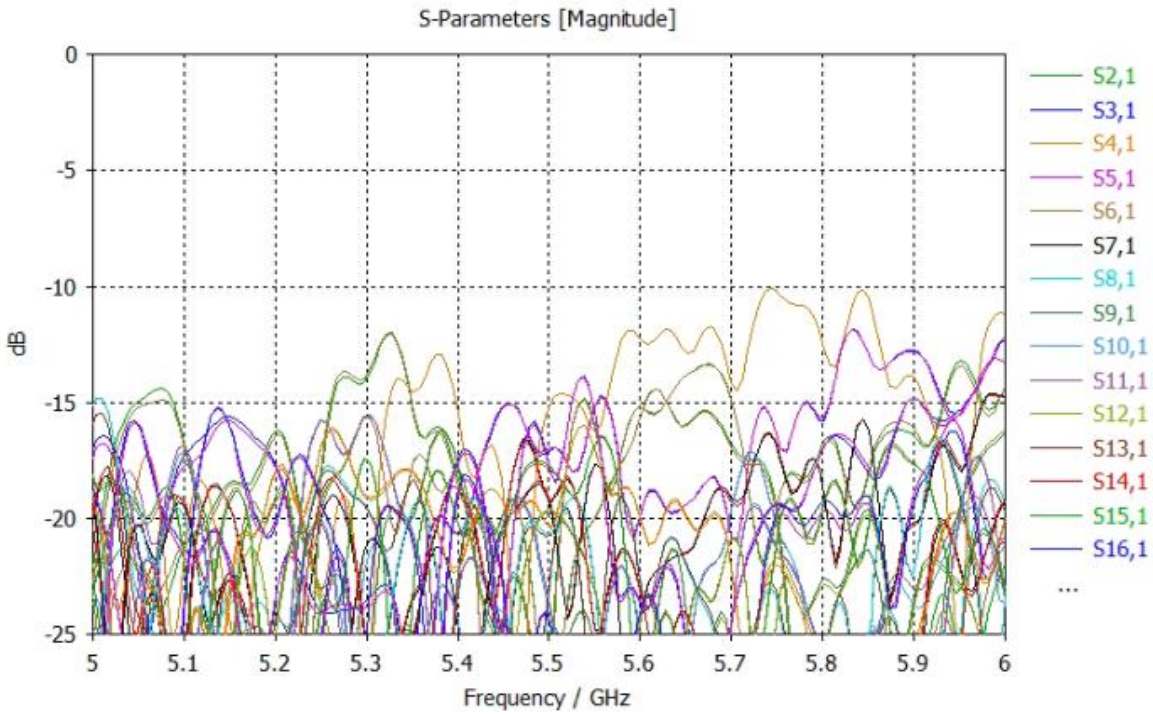


Рис. 6. Развязка между входами антенны варианта 1 антенной системы, дБ.

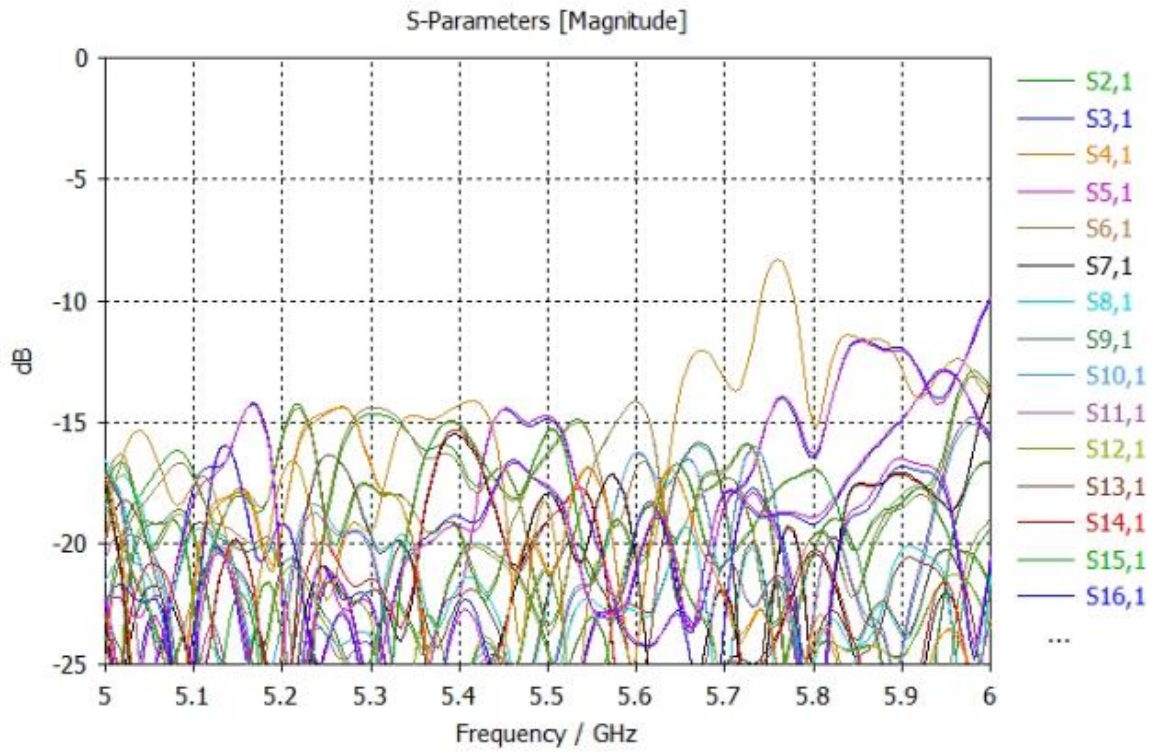


Рис. 7. Развязка между входами антенны варианта 2 антенной системы, дБ.

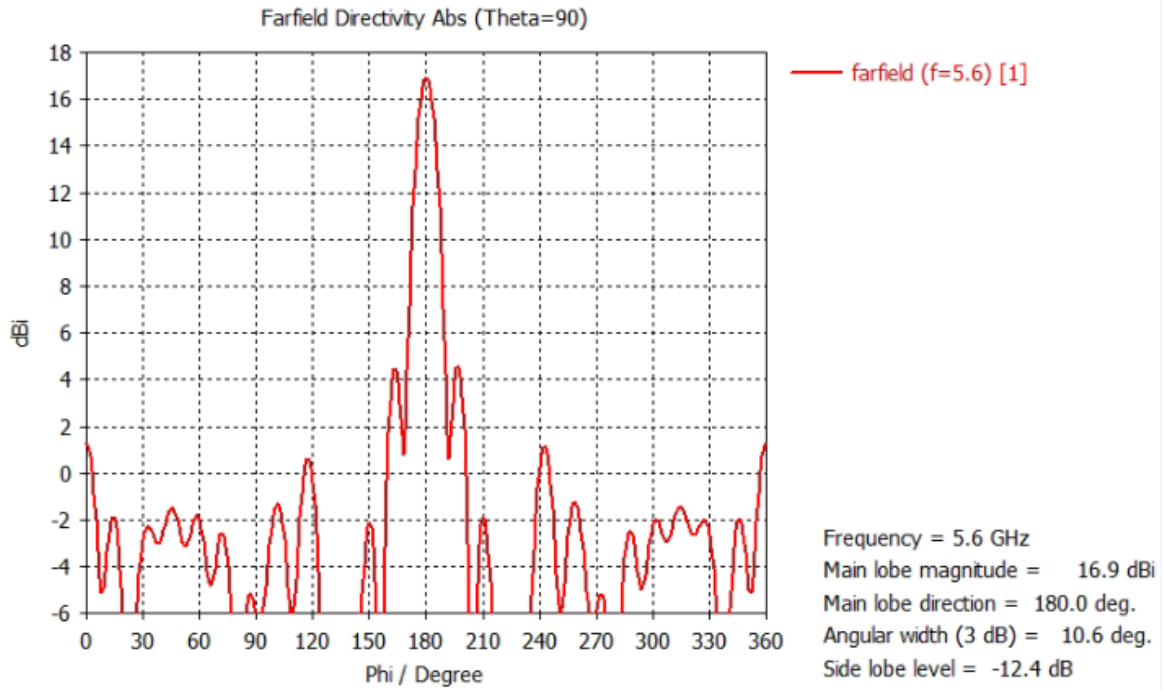


Рис. 8. Диаграмма направленности в азимутальной плоскости антенной системы на частоте 5.6 ГГц варианта 1 антенной системы.

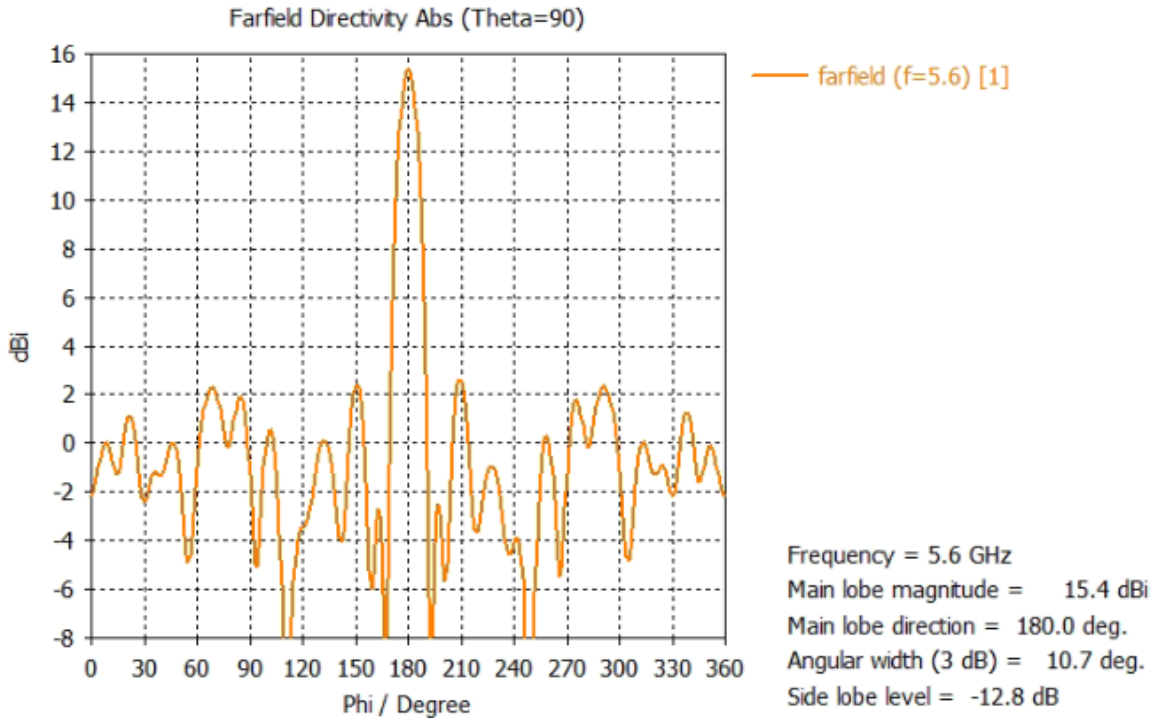


Рис. 9. Диаграмма направленности в азимутальной плоскости антенной системы на частоте 5.6 ГГц варианта 2 антенной системы.

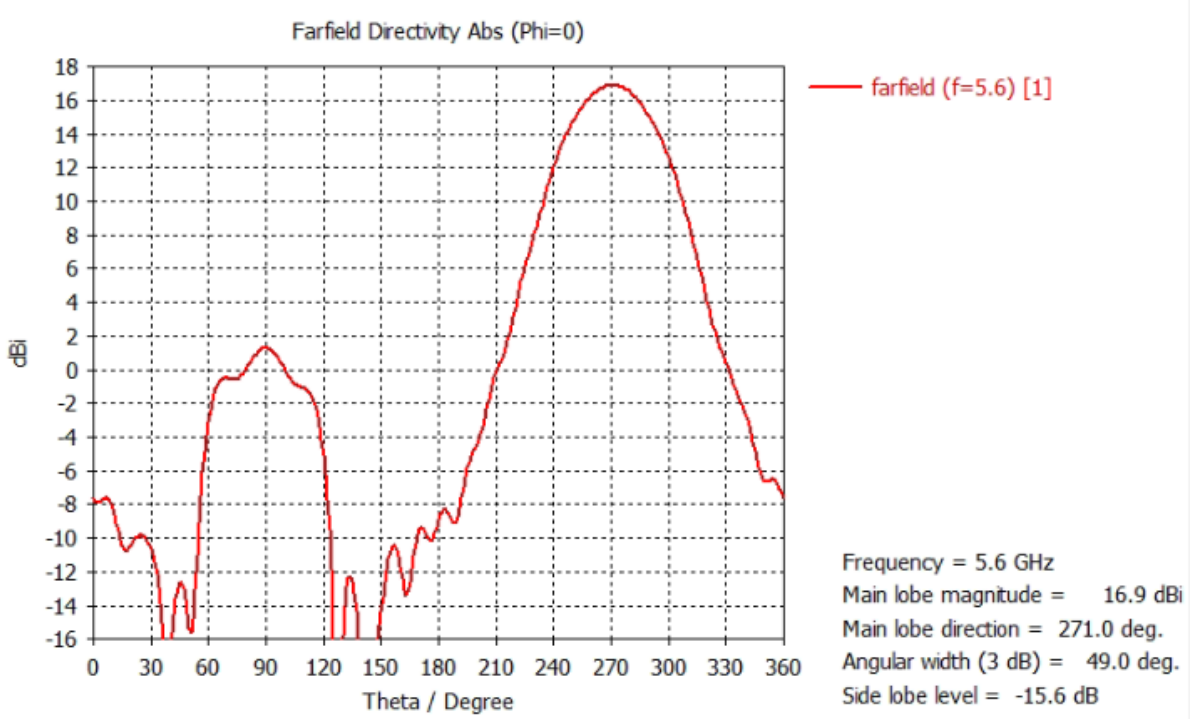


Рис. 10. Диаграмма направленности в угло-местной плоскости антенной системы на частоте 5.6 ГГц варианта 1 антенной системы.

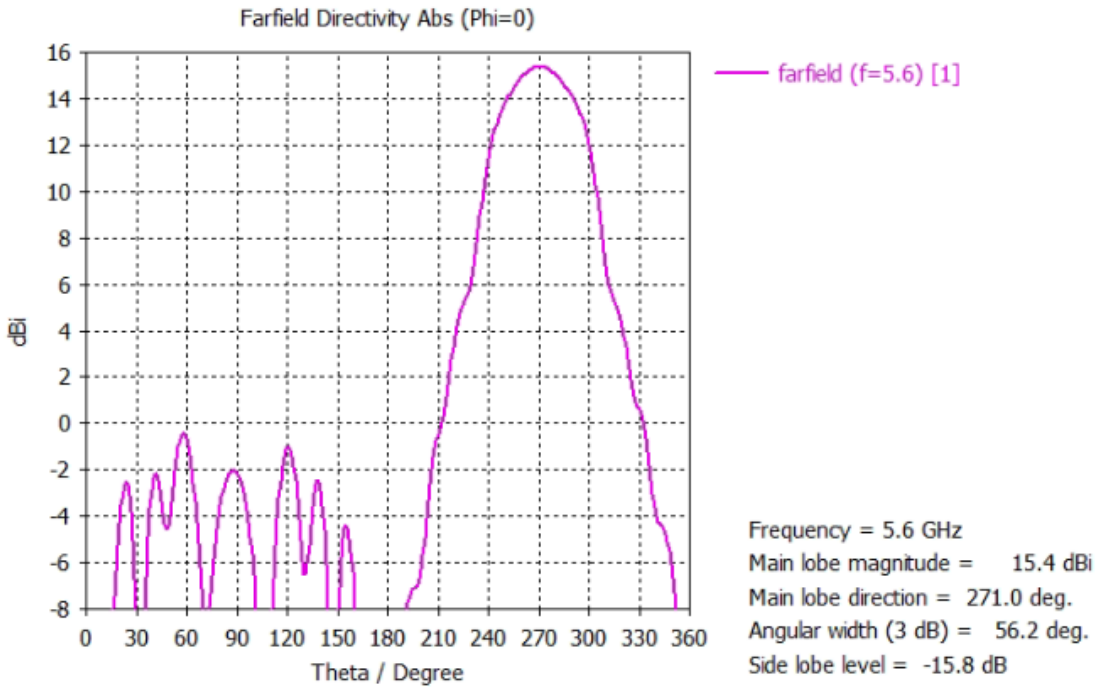


Рис. 11. Диаграмма направленности в угло-местной плоскости антенной системы на частоте 5.6 ГГц варианта 2 антенной системы.

3. Заключение

Анализ характеристик разработанных вариантов полноазимутальной антенной системы, показанных на рис. 4-11, позволяет сделать следующие выводы.

– снижение высоты антенны вдвое приводит к снижению коэффициента направленного действия на частоте 5.6 ГГц на 1.5 дБ;

– антенная система является имеет меньший диаметр, чем антенная система, построенная на основе ТЕМ- рупора в виде фигуры вращения, однако, уступает последней по ширине полосы рабочих частот и качеству согласования;

– антенна может использоваться для управления, передачи данных, а также – для РЭБ (в активном режиме);

– можно формировать диаграмму направленности различной формы, от веерной (один или несколько лепестков), секторной и всенаправленной, что особенно удобно в активном варианте реализации;

– конструкция антенны достаточно проста и может быть реализована без использования фирменных ламинатов, с использованием полистирола толщиной 2 мм и медной фольги;

– в режиме MIMO можно формировать 32 пространственных канала, что значительно повышает помехоустойчивость радиотехнической системы в условиях городской застройки и при сложном рельефе местности;

– антенная система может функционировать с любым видом поляризации излучаемых и принимаемых волн, а также – плавно регулировать положение плоскости линейной поляризации, что очень важно в системах спутниковой связи и телекоммуникации.

4. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания "молодежная лаборатория" № FZGM-2024-0003.

Литература

1. Борисов В. П. Радиолюбительство в СССР в период до Второй мировой войны // Управление наукой: Теория и практика Т. 4 №3. 2022.
2. Жук М. С., Молочков Ю. Б. Проектирование линзовых, сканирующих, широкодиапазонных антенн и фидерных устройств. / Москва: «Энергия», 1973. - 440 с.
3. Воскресенский Д. И., Степаненко В. И., Филиппов В. С., Грановская Р. А. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учебное пособие для вузов. Под ред. Д. И. Воскресенского. М: Радиотехника, 2003. – 62 с

References

1. Borisov V. P. Radiolyubitel'stvo v SSSR v period do Vtoroy mirovoy voyny // Upravleniye naukoy: Teoriya i praktika T. 4 №3. 2022.
2. Zhuk M. S., Molochkov YU. B. Proyektirovaniye linzovykh, skaniruyushchikh, shirokodiapazonnykh antenn i fidernykh ustroystv. / Moskva: «Energiya», 1973. – 440 p.
3. Voskresenskiy D. I., Stepanenko V. I., Filippov V. S., Granovskaya R. A. Ustroystva SVCH i antenny. Proyektirovaniye fazirovannykh antennykh reshetok: Uchebnoye posobiye dlya vuzov. Pod red. D. I. Voskresenskogo. M: Radiotekhnika, 2003. – 62 p.

Научное издание

РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Сборник трудов
XXXII Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 21–23 апреля 2026 г.)

Том 2

Издано в редакции оргкомитета

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3

Секции

Том 1
Пленарные доклады
Секция 1. Общие проблемы передачи и обработки информации. Цифровая обработка сигналов.
Секция 2. Распознавание и обработка изображений.
Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.

Том 2
Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.
Секция 4. Тепловые, лазерно-оптические системы наблюдения и связи.
Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой. Авиационно-космические радиоэлектронные системы.

Том 3
Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой. Авиационно-космические радиоэлектронные системы.
Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация. Гидроакустика. Системы наведения.
Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

Том 4
Секция 8. Электродинамика, распространение радиоволн, антенны. Цифровые антенные решетки и технология MIMO.
Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.

Том 5
Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.
Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.
Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.
Секция 12. Интеллектуальные системы управления и связи. Когнитивное радио.