Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Уфимский университет науки и технологий»

На правах рукописи



Сальников Роман Олегович

РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ГИБРИДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НИЗКООРБИТАЛЬНЫХ СПУТНИКОВ

Специальность 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук,
профессор Султанов Альберт Ханович

Уфа, 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ОГЛАВЛЕНИЕ 2

ВВЕДЕНИЕ 5

1 Анализ теоретических основ функционирования гибридных спутниковых систем связи 18

1.1 Технологии обработки сигнала 20

1.1.1 Ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM) 20

1.1.2 Ортогональное частотное мультиплексирование с использованием дискретного преобразования Фурье (DFT-s-OFDM) 21

1.1.2.1 UW-DFT-s-OFDM 23

1.1.2.1.1 Уникальные слова (Unique Word) 27

1.1.2.2 ZT-DFT-s-OFDM 28

1.1.3 Мультиплексирование с аффинным частотным разделением (AFDM) 28

1.1.4 Ортогональное частотно-временное пространство (OTFS) 31

1.2 Частотное рассогласование 33

1.3 Методы оценки и компенсации частотного рассогласования 38

1.3.1 Метод циклических префиксов (CP-based) 39

1.3.2 Преамбульный метод (Moose) 40

1.3.3 Метод оценки по пилот-сигналам (Classen) 41

1.4 Энергоэффективность в каналах связи 43

1.5 Методы борьбы с повышенным пик-фактором 45

1.5.1 Алгоритмы прямого ограничения сигнала 45

1.5.2 Метод частичной последовательности передачи 46

1.5.3 Метод выборочного отражения 47

1.5.4 Формирующая фильтрация 47

1.5.5 Схемотехнические методы решения проблемы повышенного пик-фактора 51

1.6 Принципы голографического кодирования 53

1.7 Потенциальные методы повышения точности оценок сигналов на основе тензорного анализа 55

1.8 Постановка задачи исследования 56

1.9 Выводы по первой главе 59

2 Разработка методов оценки и компенсации частотного рассогласования, снижения уровня пик-фактора в гибридных сетях связи . 61

2.1 Разработка алгоритмов оценки частотного рассогласования 61

2.1.1 Использование произведения Кронекера в методах оценки частотного рассогласования 61

2.1.2 Результаты моделирования 67

2.2 Разработка методов снижения уровня пик-фактора 74

2.2.1 Формат предкодирования на базе произведения Кронекера 74

2.2.1.1 Улучшенный фильтр EOBTRC 78

2.3 Результаты моделирования 83

2.4 Выводы по второй главе 95

3 Внедрение принципов голографического кодирования для работы со служебными последовательностями сигнала 96

3.1 Голографическое кодирование пилот-сигналов 96

3.1.1 Результаты моделирования 99

3.2 Голографическое кодирование циклических префиксов на базе Unique Word 107

3.2.1 Результаты моделирования 109

3.3 Экспериментальная верификация данных 117

3.4 Результаты экспериментов 119

3.5 Выводы по третьей главе 123

ЗАКЛЮЧЕНИЕ 126

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ 134

Приложение А. Блок-схема алгоритма повышения эффективности оценки и компенсации частотного рассогласования 150

Приложение Б. Исходный код программы моделирования оценки и компенсации частотного рассогласования 151

Приложение В. Блок-схема алгоритма формирования матриц предкодирования 155

Приложение Г. Исходный код программы моделирования борьбы с повышенным пик-фактором 156

Приложение Д. Блок-схема алгоритма формирования голографической

служебной последовательности..... 160

Приложение Е. Блок-схема алгоритма формирования голографического префикса..... 161

Приложение Ж. Блок-схема кода программного комплекса по анализу данных с использованием голографических пилот-сигналов, передаваемых по средствам программно-определяемого радио..... 162

Приложение З. Результаты интеллектуальной деятельности..... 163

Приложение И. Акты внедрения 167

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Переход к архитектурам шестого поколения и экспансия сервисов пятого поколения, таких как ультранадёжная связь с низкими задержками (Ultra-Reliable Low Latency Communication, uRLLC), массивная связь машинного типа (massive Machine Type Communication, mMTC) и расширенная мобильная широкополосная связь (Enhanced mobile broadband, eMBB) в сетях 5G, а также потенциальный качественный скачок в 6G сигнализируют о фундаментальном расширении зоны покрытия и количестве сценариев использования беспроводных сетей передачи данных.

Технологии 5G, несмотря на свою продвинутость, остаются ограниченными экономической целесообразностью развертывания наземной инфраструктуры. 6G, в свою очередь, изначально проектируется как единая конвергентная наземно-спутниковая экосистема. Гибридизация наземных систем связи за счет интеграции с массовыми с массовыми низкоорбитальными группировками (Non-Terrestrial Networks, NTN) перестает быть опцией и становится основой, необходимой для обеспечения глобального, бесшовного покрытия, поддержки приложений (удаленная хирургия, автономный транспорт) и подключения десятков миллиардов устройств Интернета вещей (Internet of Things, IoT).

Базовыми технологиями для нисходящего и восходящего каналов в 4G и 5G остаются ортогональное частотное мультиплексирование (Orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM) и его модификация с использованием дискретного преобразования Фурье (Discrete Fourier Transform-Spread-Orthogonal Frequency Division Multiplexing, DFT-s-OFDM). В перспективе сетей шестого поколения они все еще будут актуальны из-за технологической преемственности сетей связи.

Из-за высокой спектральной эффективности OFDM рассматривается в качестве основной технологии для систем совмещенной связи и зондирования (Integrated Sensing and Communication, ISAC). DFT-s-OFDM остается

актуальной за счет низкого пик-фактора, необходимого для энергоэффективной передачи, а также огромного потенциала к модификации (DFT-s-OFDM с линейной частотной модуляцией, chirped DFT-s-OFDM).

Affine Frequency Division Multiplexing (AFDM) и Orthogonal Time Frequency Space (OTFS), альтернативные классическим методам модуляции, решают узкоспециализированные задачи. AFDM эффективна в сценариях с высокой мобильностью абонентов, а OTFS обеспечивает повышенную устойчивость к доплеровскому сдвигу за счет работы в сетке «задержка-Доплер», но полноценное внедрение этих технологий нецелесообразно из-за высокого пик-фактора, требований к объему служебной информации, а также повышенной вычислительной сложности реализации в условиях актуальной инфраструктуры, заточенной под OFDM и ее модификации.

У потенциальной интеграции спутникового и наземного сегментов есть несколько фундаментальных технических проблем.

1. Точность синхронизации в условиях экстремального доплеровского сдвига. Движение негеостационарных спутников вызывает доплеровские сдвиги до 720 кГц. Для известных методов оценки частотного рассогласования, основанных на корреляционном анализе опорных структур сигнала, подобные величины сдвигов зачастую чрезмерны, к тому же они теряют устойчивость при низком отношении сигнал/шум, что затрудняет восстановление сигнала.
2. Низкая энергоэффективность передачи. Высокий уровень пик-фактора приводит проблемам в работе маломощных бортовых усилителей спутников, вызывая дополнительные искажения и снижая общую энергоэффективность системы.
3. Компромисс между помехоустойчивостью и пропускной способностью. Традиционные методы внедрения служебной информации в опорные структуры сигнала (пилот-сигналы, защитные интервалы) либо жертвуют пропускной способностью для обеспечения помехоустойчивости и синхронизации, либо снижают

надежность связи в условиях сильных искажений и интерференции.

Таким образом, актуальной научно-технической задачей является разработка методов, направленных на обеспечение высокой точности синхронизации, энергоэффективности передачи и помехоустойчивости при приемлемой вычислительной сложности для надежной работы гибридных систем связи.

Степень разработанности темы. Существенный вклад в развитие идей данного направления исследований внесли отечественные ученые, рассмотревшие общие вопросы построения спутниковых и наземных беспроводных сетей: Парфенов В.И., Прозоров Д.Е., Абилов А.В., Бегишев В.О., Сопин Э.С., Самуйлов К.Е., Гайдамака Е.А., Васильев Д.С., Колбанев М.О., Татарникова Т.М., Козлов С.В., Тимофеев А.Л., Спирина Е.А., Карташевский В.Г., Карташевский И.В., С. В. Бородич, В. П. Минашин, А. В. Соколов, Н.И. Калашников, Л.Я. Кантор, В.М. Дорофеев, Котельников В.А., ученые коллективы «Бюро 1440», «ИСС им. М.Ф. Решетнёва», и др.

Вопросы интеграции наземных и спутниковых сегментов связи рассматривались в работах Назарова Л.Е., Бетанова В.В., Пашинцева В.П., Калмыкова И.А., Цветкова К.Ю., Анисимова В.Г., Мальцева Г.Н., Новикова Е.А., Федоровой Л.В., Куницина В.Е., Нестерова И.А., Гаврика А.Л, Смирнова В.М., Ступина Д.Д., Darwish T., Kurt G.K., Yanikomeroglu H., Bellemare M., Lamontagne G., Höyhtyä M., Bumar S., Yastrebova A., Järvensivu P., Kiviranta M., Anttonen A., а также в исследованиях рабочих групп 3GPP.

В области ортогонального частотного мультиплексирования и его модификаций, а также в области методов оценки частотного рассогласования, снижения пик-фактора (PAPR) и оптимизации структур пилот-сигналов для OFDM-систем значительный вклад внесли отечественные и зарубежные ученые: Логинов С.С., Карташевский В.Г., Мешкова А.Г., Ишмияров А.А., Мешков И.К., Султанов А.Х., Зуев М.Ю., Назаров Л.Е., Таубин Ф.А., Шинаков Ю.С., Дворкович В.А., Минаев И.Г., Макаров С.Б., Коржихин О.Е., Власюк И.В., Майстренко В.А, Рашич А.В., Р. Пратт, Дж. Чемберс, С. Уинн, С.

Вайнштейн, П. Эберт и другие ученые Bell Labs, а также современные исследователи F. Classen, P. Moose, Cho Y.S., Kim J., Yang W.Y., Kang C.G., G. Berardinelli, R. Nissel, A. Şahin, R. Yang, R. L. Olesen, F. Frederiksen, K. Pedersen, P. Mogensen и др.

Тем не менее, существующие методы не в полной мере учитывают специфику гибридных систем связи, использующих спутники на геостационарной и негеостационарной орбитах. В частности, традиционные алгоритмы оценки частотного рассогласования обладают ограниченным диапазоном и точностью в условиях интенсивного доплеровского сдвига и низкого отношения сигнал/шум.

Широко применяемые методы снижения пик-фактора либо обеспечивают недостаточное подавление PAPR, либо приводят к неприемлемому росту вычислительной сложности или ухудшению помехоустойчивости. Кроме того, классические подходы к построению защитных интервалов и распределению пилот-сигналов создают значительную служебную нагрузку, снижая и без того ограниченную спектральную эффективность спутникового канала.

Перспективным направлением развития является создание интегрированных методов обработки сигналов, совместно решающих указанные проблемы. Это включает разработку алгоритмов оценки рассогласования, использующих расширенные опорные структуры для увеличения диапазона и точности оценок; методов формирования сигналов на основе адаптивного предкодирования для снижения PAPR; а также применения принципов голографического кодирования в формировании защитных интервалов и служебных последовательностей, обеспечивающих точную синхронизацию потенциальном снижении объема самой служебной информации.

Исходя из представленной выше информации, можно сделать вывод о научной и практической актуальности задачи разработки высокоэффективных методов синхронизации и формирования сигналов в системах,

ориентированных на специфику гибридных сетей связи.

Объект исследования. Спутниковый и наземный сегменты гибридных сетей связи.

Предмет исследования. Алгоритмы оценки и компенсации частотного рассогласования, снижения пик-фактора и преобразования служебной информации в гибридных системах связи на основе OFDM и DFT-s-OFDM, отвечающих требованиям сетей радиодоступа пятого и шестого поколений, использующих технологии.

Цель работы. Повышение точности синхронизации, энергоэффективности и помехоустойчивости в спутниковом и наземном сегментах будущих гибридных сетей связи на основе принципов голографического кодирования, матричного преобразования и оптимизации параметров предкодирования полезных данных.

Задачи исследования:

1. Разработать алгоритм повышения эффективности оценки частотного рассогласования и синхронизации на приемной стороне в каналах «спутник-Земля», «Земля-спутник» гибридных сетей связи.
2. Разработать метод снижения пик-фактора сигнала на передающей стороне для спутниковых каналов в гибридных сетях связи.
3. Разработать алгоритм формирования защитных интервалов на основе принципов голографического кодирования последовательностей данных в спутниковом и наземном сегментах гибридных сетей связи.
4. Разработать метод снижения количества пилот-сигналов в кадре для повышения эффективности использования частотного ресурса и пропускной способности без потери помехоустойчивости в спутниковых каналах гибридных сетей связи.

Научная новизна работы.

1. Разработан алгоритм повышения эффективности оценки частотного рассогласования на приемной стороне, **основанный** на корреляционном анализе пилот-сигналов в кадре, **отличающийся** совместным

применением матричного преобразования, коррекцией фазовых скачков, выбора доминирующего значения оценки сдвига и взвешенного усреднения по амплитуде для поиска и компенсации статистических выборок полезного сигнала, подверженного замираниям в процессе распространения, **позволяющий** сохранить точность оценки и снизить значения СКО при высоких уровнях доплеровского сдвига в спутниковых каналах гибридных сетей связи.

2. Разработан метод снижения пик-фактора сигнала на передающей стороне для гибридных сетей связи, **основанный** на объединении методов предкодирования и формирующей фильтрации, **отличающийся** возможностью сглаживания формирующим фильтром боковых паразитных частотных составляющих сигнала, **позволяющий** снизить уровень пик-фактора без ухудшения вероятности битовой ошибки и снижения спектральной эффективности.
3. Разработан алгоритм формирования защитных интервалов для гибридных сетей связи, **основанный** на использовании уникальных слов, **отличающийся** применением голографического кодирования для генерации уникальной последовательности префикса, **позволяющий** обеспечить повышенную помехоустойчивость и устойчивость к доплеровскому сдвигу в условиях спутниковых каналов связи.
4. Разработан метод снижения количества пилот-сигналов в кадре для гибридных сетей связи, **основанный** на принципах голографического кодирования, **отличающийся** способом формирования служебной последовательности, **позволяющий** повысить информационную емкость одного пилот-сигнала, сократить их количество и увеличить пропускную способность, не ухудшая помехоустойчивость сигнала.

Теоретическая и практическая значимость. Предложены новые методы повышения эффективности функционирования будущих гибридных систем связи на основе OFDM и DFT-s-OFDM. Разработаны методы, позволяющие точнее оценивать частотное рассогласование при высоких уровнях

доплеровского сдвига за счёт применения матричного преобразования опорных структур (произведение Кронекера) и адаптивной статистической обработки; методы, способствующие снижению пик-фактора сигнала OFDM и DFT-s-OFDM на основе синергии предкодирования и формирующей фильтрации; методы, способствующие повышению пропускной способности за счёт применения принципов голографического кодирования в формировании защитных интервалов и пилот-сигналов.

С практической точки зрения предложенные решения позволяют расширить диапазон и повысить точность оценки частоты, снизить вероятность превышения пик-фактором уровня в 10 дБ на 1-2 порядка, уменьшить число пилот-сигналов на 33–75% и увеличить пропускную способность на 5–15%. Разработанное программно-алгоритмическое обеспечение совместимо с инфраструктурой 5G и может быть использовано при построении систем 6G. Результаты работы применимы при проектировании современных наземно-спутниковых систем связи и представляют интерес для операторов и разработчиков телекоммуникационных технологий.

Методология и методы исследования. Результаты работы получены на основе теории электрической связи и системного анализа. Использованы методы математического и компьютерного моделирования с использованием программных пакетов языка программирования MATLAB. Для экспериментального исследования применялось имитационное моделирование каналов связи с различными параметрами, а также практическая реализация предложенных методов с использованием программно-определяемого радио (SDR) на базе платформы HackRF. Экспериментальная часть включала создание программно-аппаратного комплекса для тестирования разработанных алгоритмов в условиях, приближенных к реальным, что обеспечило верификацию предложенных решений.

Положения, выносимые на защиту:

1. Алгоритм повышения эффективности оценки частотного

рассогласования на приемной стороне для спутникового сегмента систем связи, функционирующих в гибридной архитектуре сетей связи 5G и 6G.

2. Метод снижения пик-фактора сигнала OFDM и DFT-s-OFDM на передающей стороне для спутникового сегмента гибридных сетей связи.
3. Алгоритм формирования защитных интервалов для спутникового сегмента гибридных сетей связи с применением принципов голографического кодирования.
4. Метод снижения количества пилот-сигналов в кадре для повышения эффективности использования частотного ресурса и пропускной способности без потери помехоустойчивости в спутниковых каналах гибридных сетей связи.

Обоснованность и достоверность результатов диссертации обеспечивается использованием известных теоретических положений, корректностью используемых математических моделей и их соответствием реальным физическим процессам, а также подтверждается результатами имитационного моделирования и сравнением с существующими решениями.

Апробация результатов. Основные теоретические и практические результаты, полученные автором, докладывались и обсуждались на международных и всероссийских научно-технических конференциях, в том числе: XVI Всероссийская молодежная научная конференция "Мавлютовские чтения" (Уфа, 2022); Международная Урало-Сибирская конференция по биомедицинской инженерии, радиоэлектронике и информационным технологиям (Екатеринбург, 2022); XXIV Международная научно-техническая конференция "Проблемы техники и технологии телекоммуникаций" (Уфа, 2022; Казань, 2023; Самара, 2024; Уфа, 2025;).

Публикации. По материалам диссертации опубликовано 18 научных работ, в том числе 6 статей в рецензируемых научных журналах из перечня ВАК, 8 работ в сборниках трудов и материалах конференций, а также получены 4 свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ.

Личный вклад. Все основные результаты – структурные решения (схемы), математические модели и алгоритмы, представленные в работе, разработаны автором лично в процессе научной деятельности. Проработка цели и задач, способов их решения и вариантов представления результатов осуществлены автором самостоятельно.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, трех глав, заключения, списка литературы и приложений. Общий объем составляет 168 стр., основной текст 129 стр., в том числе рисунков – 74, таблиц – 12, список литературы из 112 наименований на 16 стр.

Во введении рассматривается актуальность исследуемой темы в контексте развития современных телекоммуникационных технологий. Сформулирован круг задач исследования, а также цель работы. Обоснованы научная новизна и практическая ценность результатов, выносимых на защиту.

Первая глава посвящена критическому анализу основ функционирования гибридных систем связи. Изучена специфика развития наземных и спутниковых беспроводных сетей в рамках актуальных 4G и 5G, а также перспективы внедрения технологий 6G в этих сегментах. В ходе анализа литературы выделено предложение «гибридизации» беспроводных сетей связи путем интеграции наземного сегмента со спутниковыми системами для достижения глобального покрытия. Выделен ряд проблем, возникающих при такой интеграции: высокий уровень доплеровского сдвига, низкий уровень отношения сигнал/шум, нестабильность гетеродинов приемо-передающего оборудования, растущие требования систем передачи данных к энергоэффективности и пропускной способности.

Приведены общие теоретические сведения об актуальных технологиях организации беспроводных сетей передачи данных, таких как ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM), ортогональное частотное мультиплексирование с использованием дискретного преобразования Фурье (DFT-s-OFDM) и их модификации, рассматривающие замену циклического

префикса или варианта предкодирования.

Также проанализированы альтернативные перспективные технологии, рассматривающиеся в качестве потенциальных конкурентов OFDM и DFT-s-OFDM: AFDM и OTFS, рассмотрены их преимущества и недостатки с точки зрения потенциального повсеместного применения в конвергентных сетях связи 6G.

Параллельно с этим проведен анализ методов множественного доступа на базе OFDM и DFT-s-OFDM: множественного доступа с ортогональным частотным разделением (Orthogonal frequency-division multiple access, OFDMA), множественного доступа с локализованным частотным разделением (Localized frequency-division multiple access, LFDMA) и множественного доступа с чередующимся частотным разделением (Interleaved frequency-division multiple access, IFDMA). Описаны подходы к формированию опорных структур сигнала, в частности пилот-последовательностей и защитных интервалов: циклических префиксов (CP), уникальных слов (UW) и зануленных хвостов (ZT).

Значительное внимание в рамках анализа уделено известным методам оценки частотного рассогласования (CFO) в беспроводных сетях передачи данных, основанных на корреляционном анализе по опорным структурам сигнала (префиксам, преамбулам, пилот-сигналам). Систематизированы известные методы снижения пик-фактора сигнала (PAPR): схемотехнические методы, клиппинг, метод селективного отображения (SLM), скремблирование, формирующая фильтрация.

Среди подходов к повышению помехоустойчивости рассматривается голографическое кодирование. Математический базис метода сводится к синтезу голограмм передаваемых данных. Наибольший практический выход такое кодирование может дать при обработке опорных структур кадра, ответственных за синхронизацию, – преамбул, пилот-сигналов, или защитных интервалов, за счет устойчивости голографических структур к искажениям.

Анализ известных решений для спутникового сегмента гибридных сетей связи

обнаружил ряд проблем. Во-первых, классические алгоритмы оценки частотного рассогласования теряют точность при росте значений доплеровского сдвига. Во-вторых, методы борьбы с высоким пик-фактором в основном негативно влияют на спектральную эффективность. В-третьих, служебная информация и опорные структуры сигнала остаются уязвимыми к условиям, создающимся в каналах «спутник-Земля» и «Земля-спутник».

Вторая глава диссертационной работы сфокусирована на разработке оригинальных методов, направленных на решение ключевых проблем интеграции спутникового и наземного сегментов в рамках организации гибридных сетей связи, которые были определены в первой части исследования.

Предложен алгоритм, существенно повышающий точность оценки частотного рассогласования на приемной стороне. В его основе положено матричное преобразование опорных структур сигнала с использованием произведения Кронекера, необходимое для расширения статистической выборки без увеличения длительности символа. Дополнительно применены методы адаптивной статистической обработки: коррекция фазовых скачков ($\pm 2\pi$) и взвешенное усреднение по амплитуде в области, примыкающей к теоретическому пределу однозначной оценки $|\varepsilon| < 0.5$.

Разработан метод снижения пик-фактора, который основан на совместном применении методов предкодирования и формирующей фильтрации сигнала. Поиск конфигураций фазовых углов для базовой матрицы предкодирования осуществляется при помощи таблиц поиска на основе значений SNR и PAPR, с последующим масштабированием матрицы через произведение Кронекера.

Дополнительно задействован формирующий фильтр на базе Optimized «Better Than Raised Cosine» (EOBTRC) с локальным применением окна Тьюки, позволяющий сглаживать переходные участки импульса без значительного ухудшения подавления внеполосного излучения.

Третья глава описывает разработку концепции применения принципов голографического кодирования для работы со служебной информацией в

гибридных сетях связи.

В процессе исследования был разработан алгоритм формирования голографических защитных интервалов на основе априорных уникальных слов (UW) и взаимодействия с математической моделью Френеля.

В отличие от традиционных подходов, метод отличается использованием нормированного значения пик-фактора в качестве управляющей переменной для позиционирования импульса в объектной плоскости голограммы, а также фазовой характеристики сигнала для модуляции фазы выходной последовательности. Это обеспечивает адаптивное формирование UW под каждый символ и повышает устойчивость к частичной потере данных.

Также предложен метод голографического кодирования служебных последовательностей пилот-сигналов путем преобразования фиксированного k-битового блока в голографическую структуру, обеспечивающую восстановление исходного блока по фрагменту сигнала. В отличие от защитных интервалов, где базой служат характеристики самого сигнала, в пилот-сигналах входной блок интерпретируется как служебный идентификатор (тип системы, режим работы, оценка SNR).

Данный метод позволяет повысить информационную емкость одного «пилота» и снизить количество используемых при передаче пилот-сигналов.

В главе приведены результаты имитационного моделирования и результаты разных метрик оценки сигнала: зависимости вероятности битовой ошибки (BER), оценки пик-фактора (PAPR) и частотного рассогласования (CFO) при использовании голографически закодированных защитных интервалов и пилот-сигналов в исследуемых технологиях обработки сигналов.

Далее приведен раздел, посвященный экспериментальной верификации результатов, полученных путем имитационного моделирования во второй и третьей главах работы, на реальном оборудовании.

В качестве аппаратной платформы была выбрана система программно-определяемого радио модели HackRF One. Выбор именно этой модели обусловлен гибкостью настройки и доступностью для поставленных

исследовательских задач. Для программной реализации алгоритмов использовалась среда GNU Radio в комбинации с Python и Matlab.

Полученные экспериментальные данные подтвердили работоспособность предложенных методов в реальных условиях, что важно для практического внедрения полученных результатов.

В ходе проводимых исследований был выявлен ряд противоречий и компромиссов, на основе которых предложено разработать многокритериальную задачу по оптимизации применения описанных методов в контексте сценариев для геостационарных и негеостационарных спутников в спутниковом сегменте будущих гибридных сетей связи. При формировании условий задачи упор был сделан на известные спецификации 3GPP Release 17+ и требования перспективных стандартов NTN для сетей 6G.

В заключении изложены основные результаты диссертационной работы.

1 Анализ теоретических основ функционирования гибридных спутниковых систем связи

Современное развитие телекоммуникационных систем обусловлено стремительным ростом трафика и появлением новых классов сервисов: ультранадёжной связи с низкими задержками (Ultra-Reliable Low Latency Communication, uRLLC), массивной машинной связи (massive Machine Type Communication, mMTC) и расширенной мобильной широкополосной связи (Enhanced Mobile Broadband, eMBB) [1–5].

Эти требования, сформулированные в рамках стандарта 5G и дальнейшего развития в 6G, предопределяют необходимость глобального, бесшовного покрытия и подключения миллиардов устройств Интернета вещей (IoT), включая труднодоступные и малонаселённые регионы [6–8].

Однако наземные сети радиодоступа ограничены экономической целесообразностью развёртывания инфраструктуры, особенно за пределами урбанизированных территорий. Решением этой проблемы является одно из основополагающих свойств будущих сетей шестого поколения (6G). Они изначально рассматриваются как единые конвергентные или «гибридные» системы связи (Non-Terrestrial Networks, NTN). 6G проектируется как наземно-спутниковая экосистема, где негеостационарные (LEO, MEO) и геостационарные (GEO) спутники становятся неотъемлемой частью сетевой архитектуры [9–14].

В отечественной практике задачи интеграции навигационных, телеметрических и информационных потоков решаются в контурах проектов «Сфера» и «Марафон IoT» [15, 16].

Основой для таких систем остаются частотное мультиплексирование (OFDM) и его модификации – DFT-s-OFDM, UW-DFT-s-OFDM и ZT-DFT-s-OFDM [14, 17–26]. Если в нисходящих каналах классический OFDM обеспечивает высокую спектральную эффективность и устойчивость к многолучевости, то в восходящих DFT-s-OFDM внедряется ради

минимизации уровня пик-фактора (PAPR). Это критический параметр, определяющий фактор автономности как космических аппаратов, так и наземных терминалов.

Следующим этапом развития являются UW- и ZT- модификации заявленных технологий. Переход на детерминированные структуры – уникальные слова (Unique Word, UW) или занулённые хвосты (Zero Tail, ZT) вместо стандартных циклических префиксов позволяет не только подавить возникающие внеполосные излучения, но и повысить эффективность алгоритмов синхронизации [17–26].

Тем не менее, не получится масштабировать описанные решения на архитектуру гибридных сетей без последствий. Во-первых, высокоскоростное движение негеостационарных спутников (LEO, MEO) генерирует доплеровские сдвиги до 720 кГц, что нарушает ортогональность поднесущих и приводит к межканальной интерференции (ICI). Во-вторых, высокий уровень PAPR в OFDM-сигналах снижает энергоэффективность бортовых усилителей мощности, особенно в режиме насыщения. В-третьих, традиционные подходы к внедрению служебной информации – пилот-сигналов и защитных интервалов – создают значительную служебную нагрузку, снижая спектральную эффективность и уязвимую к искажениям в условиях замираний и фазового шума [14].

Важными показателями эффективности систем связи в таких условиях становятся ширина окна его декодирования при высоких доплеровских сдвигах, низкий уровень пик-фактора, обеспечивающий энергоэффективность передачи и линейность работы усилителей мощности, а также помехоустойчивость служебных структур сигнала при минимальной служебной нагрузке на канал. Совместная оптимизация этих параметров определяет работоспособность и спектральную эффективность гибридных систем связи в сценариях 5G и 6G.

1.1 Технологии обработки сигнала

Спутниковый канал связи характеризуется рядом уникальных особенностей, существенно влияющих на выбор технологий обработки сигналов. Значительные задержки распространения сигнала, доплеровские сдвиги, повышенные требования к энергоэффективности и ограниченная доступность частотно-энергетических ресурсов создают особые условия для функционирования систем спутниковой связи в рамках интегрированных наземно-спутниковых сетей пятого и шестого поколения.

1.1.1 Ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM)

Технология мультиплексирования с ортогональным разделением частот (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) является одним из популярных решений в современных системах спутниковой связи благодаря высокой спектральной эффективности и сопротивлению к многолучевому распространению. На рисунках 1.1.1.1 и 1.1.1.2 показаны основные преимущества OFDM со спектральной точки зрения. Тем не менее использование технологии мультиплексирования с ортогональным разделением частот в каналах «спутник-Земля» и «Земля-спутник» сопряжено с серьезными недостатками, особенно для группировок космических аппаратов на низких и средних орбитах [27, 28].

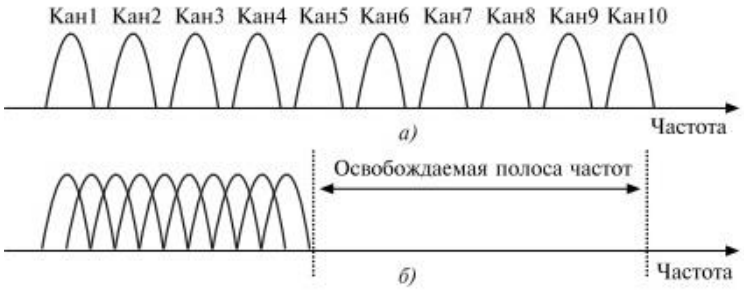


Рисунок 1.1.1.1 – Диапазон частот сигнала: а) без мультиплексирования; б) с мультиплексированием

Высокий уровень пик-фактора, или отношения пиковой мощности к средней (Peak to Average Power Ratio, PAPR) приводит к снижению энергоэффективности усилителей мощности. Это критическая проблема,

потому что спутниковые системы и мобильные терминалы (смартфоны и т.д.) располагают ограниченными энергетическими ресурсами.

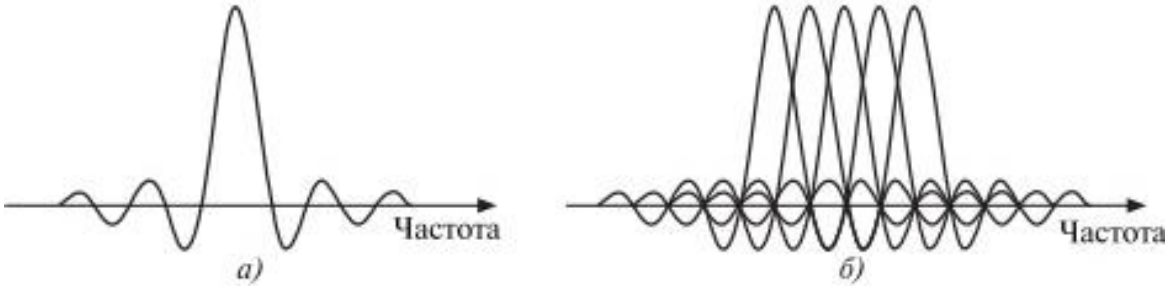


Рисунок 1.1.1.2 – Спектр: а) спектр подканала OFDM; б) спектр OFDM-сигнала;

Помимо этого, доплеровский сдвиг, возникающий в следствие высоких скоростей движения спутников и наземных терминалов, вызывает значительные нарушения ортогональности поднесущих, что приводит к возникновению межканальной интерференции (Adjacent Channel Interference, ACI).

1.1.2 Ортогональное частотное мультиплексирование с использованием дискретного преобразования Фурье (DFT-s-OFDM)

В спутниковых каналах связи, для которых характерны жесткие ограничения по энергопотреблению бортовых транспондеров с учетом обеспечения максимальной выходной мощности (например, для устройств Интернета вещей) [29], технология DFT-s-OFDM является наиболее перспективным решением. Ключевое преимущество заключается в предварительном ДПФ-распределении символов данных, обеспечивающем формирование сигнала с характеристиками, близкими система с одной несущей. Это снижает уровень пик-фактора относительно OFDM [18].

В DFT-s-OFDM дискретное преобразование Фурье, предусмотренное в стандартной схеме управления символами данных в технологии OFDM, используется в качестве основы для механизма распределения этих символов. Входные данные распределяются по заранее определенным вариантам

констелляционного созвездия, зависящего от применяемой схемы модуляции и ее размерности [30].

Пусть входная последовательность данных представлена как $\{d_i, 0 \le i \le 2M-1\}$. После преобразования в комплексную форму этот набор данных можно описать $\left\{x_l = d_{2(i-1)} + jd_{2i-1}, 0 \le l \le M-1\right\}$ [18]. Дискретное преобразование Фурье распределяет такое выражение в виде (1.1.2.1):

$$S_k = FFT(x_l) = \sum_{l=0}^{M-1} x_l e^{2\pi lk/M} \qquad (1.1.2.1)$$

Полученные символы ДПФ-распределения $\{S_k, 0 \le k \le M-1\}$ затем отображаются в пределах расположены в пределах M поднесущих. Это количество поднесущих является частью $N = QM$, остальные поднесущие заполняются нулями. Это можно описать так (1.1.2.2):

$$X_k = \begin{cases} S_k, 0 \le k \le M-1 \\ 0, M \le k \le N-1 \end{cases}, \qquad (1.1.2.2)$$

где k описывает символ k-й поднесущей.

Есть несколько вариантов описанного выше распределения символов или методов [31]. Распределенный множественный доступ с частотным разделением (Distributed Frequency Division Multiple Access, DFDMA) и его частный случай, перемежающийся множественный доступ с частотным разделением (Interleaved Frequency Division Multiple Access, IFDMA) обеспечивают равномерное разнесение символов M поднесущих по всей доступной полосе частот N с шагом $S = \frac{N}{M}$. Отметим, что неиспользуемые поднесущие $N - M$ «зануляются». Повышение коэффициента расширения полосы пропускания S (рисунок 1.1.2.1) лучше подавляет PAPR, но требует расширения полосы частот.

Еще одним вариантом распределения является локализованный множественный доступ с частотным разделением (Localized Frequency Division Multiple Access, LFDMA) [18, 31]. Блок символов распределения располагается на M последовательных смежных поднесущих в пределах полосы N частот, образуя очередь для передачи. Метод упрощает оценку канала и синхронизацию, но ограничивает каждого пользователя одним набором ресурсных блоков, что не позволяет эффективно использовать частотную избирательность и многопользовательское разнообразие.

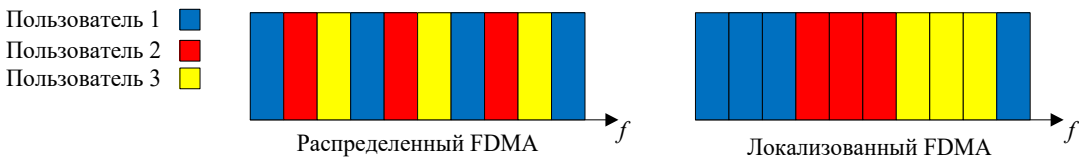


Рисунок 1.1.2.1 DFT-s-OFDM с различными методами распределения поднесущих частот: а) DFDMA, б) LFDMA

1.1.2.1 UW-DFT-s-OFDM

Для спутниковых каналов особый интерес представляют модификации в базовых схемах мультиплексирования, адаптированные к конкретным условиям специфическим условиям распространения сигналов. В данном случае речь идет о измененияx формата циклических префиксов, на «зануленные хвосты» (Zero-Tail, ZT) и «уникальные слова» (Unique Word, UW). На рисунке 1.1.2.1.1 представлена схема алгоритмов работы и сравнение с классическим DFT-s-OFDM с использованием циклических префиксов.

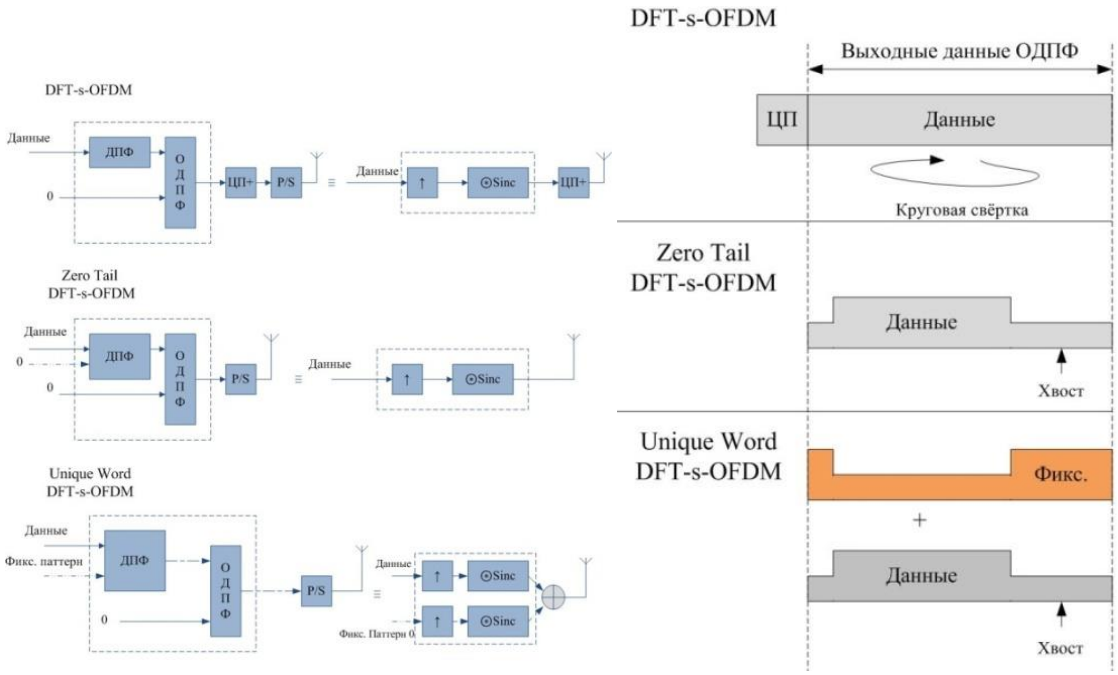


Рисунок 1.1.2.1.1 – Сравнение описываемых форм сигнала и выходных последовательностей во временной области на основе технологии DFT-s-OFDM

Модификация DFT-s-OFDM с использованием уникальных слов (UW-DFT-s-OFDM направлена на решение проблемы межсимвольной интерференции в многолучевых каналах, обусловленную изменчивостью хвостовой части сигнала в схемах ZT-DFT-s-OFDM [18, 32]. Этот подход предполагает замену циклического префикса или зануленного хвоста путем введения детерминированных последовательностей (уникальных слов) [17-19, 32]. К исходной последовательности уникальное слово может быть добавлено как до быстрого преобразования Фурье, так и после, поскольку технологии семейства DFT-s-OFDM основаны на линейных операциях.

Сначала на передающей стороне, последовательность данных $\mathbf{d}$ и заданные последовательности $\mathbf{h}$ и $\mathbf{t}$ сравниваются с входными данными матрицы дискретного преобразования Фурье $\mathbf{F}_M$. Чтобы сформировать фиксированный отсчет в граничных областях каждого блока UW-DFT-s-OFDM, выделяются верхний и нижний концы ДПФ распределения, т. е. первый M_{h} и последний M_{t} столбцы матрицы $\mathbf{F}_M$, соответственно [32]. Они

заполняются заданными последовательностями $\mathbf{h}$ и $\mathbf{t}$, так как занимаемые столбцами площади во временной области соответствуют заголовку и хвосту каждого символа UW-DFT-s-OFDM. Матрица отображения $\mathbf{M} \in {}^{N \times M}$ распределяет выходные данные матрицы $\mathbf{F}_M$ по набору M смежных поднесущих в частотной области [32, 33]. Распределенные данные конвертируются из частотной области во временную благодаря $\mathbf{F}_N^{\mathrm{H}}$:

$$\mathrm{x}_i = \mathbf{F}_N^{\mathrm{H}} \mathbf{M} \mathbf{F}_M \left[\mathbf{h}^{\mathrm{H}} \mathbf{d}_i^{\mathrm{H}} \mathbf{t}^{\mathrm{H}} \right]^{\mathrm{H}} \qquad (1.1.2.1.1)$$

где $\mathrm{x}_i \in {}^{N \times N}$ является i-м символом UW-DFT-s-OFDM.

Несмотря на то, что чуть выше была заявлена возможность добавить уникальное слово как до ДПФ-распределения, так и после него, у первого варианта есть ряд преимуществ [32]. Например, достигается повышенная ортогональность между служебной и информационной частями сигнала, поскольку они формируются из разных входных данных. Поэтому, чтобы демодулировать символы данных, приемнику не нужны априорные знания о структуре уникального слова. Круговая свертка на основе функции sinc, выполняемая над последовательностью, сохраняет смежность между UW-сигналами. Вследствие этого характеристика внеполосных излучений относительно схемы ZT-DFT-s-OFDM не изменяется.

Также неизменна и изоляция последовательности уникального слова от символов данных, что позволяет использовать UW-DFT-s-OFDM в качестве эффективного средства борьбы с основными проблемами передачи в беспроводном канале.

Для спутниковых систем это дает ряд преимуществ. Во-первых, точность частотной синхронизации и оценки канала не деградирует даже при экстремальных доплеровских сдвигах. Во-вторых, формируется повышенная устойчивость к фазовому шуму, которая повышается за счет преобразования частоты на спутниковых транспондерах. Ну и в-третьих, потенциальная

возможность сократить долю защитного интервала в длине символа обеспечивает более эффективное использование спектра.

В стандартном исполнении последовательности уникальных слов генерируются с использованием последовательностей Задова-Чу (Zadoff-Chu, ZC) благодаря их оптимальным корреляционным свойствам. Они позволяют приемнику надежно обнаруживать и синхронизировать сигнал даже при значительных искажениях, вызванных эффектом Доплера и многолучевым распространением. В стандартах сотовой связи последовательности Задова-Чу используются в качестве первичных и вторичных синхросигналов. Их практическая ценность заложена в свойстве постоянных амплитуды и нулевой автокорреляции (Constant Amplitude Zero Auto Correlation, CAZAC) [32, 34-35]. Поэтому, при вычислении их корреляционных функций различим четкий пик с минимальными боковыми «всплесками» [34].

Прием искаженного входящего сигнала сводится к вычислению взаимной корреляции принятого сигнала с локально сгенерированной эталонной последовательностью в памяти приемника. Острый автокорреляционный пик позволяет однозначно определить момент временной синхронизации, а нулевые боковые лепестки исключают ложные срабатывания [32, 34-35]. ZC-последовательности генерируются с использованием следующего уравнения:

$$a_q(n) = \begin{cases} \exp\left[-j2\pi q \dfrac{n^3/2 + \ln}{N_{ZC}}\right] (a) \\ \exp\left[-j2\pi q \dfrac{n(n+1)/2 + \ln}{N_{ZC}}\right] (б) \end{cases} \qquad (1.1.2.1.2)$$

где N_{ZC} – длина последовательности для чётного (а) и нечётного (б) числа соответственно, q – индекс последовательности $q = 1,..., N_{ZC}; n = 0,1,..., N_{ZC} - 1;$

1.1.2.1.1 Уникальные слова (Unique Word)

Помимо классических последовательностей Задова-Чу, синтез уникальных слов может опираться и на альтернативные ортогональные базисы.

Коды Уолша-Адамара формируются на основе матричного представления одноименного преобразования, то есть рекурсивного произведения базовой матрицы 2×2 [32].

Преобразование Уолша-Адамара:

$$H = \left(1 \Big/ \sqrt{N} \right) \cdot \left[H_0, H_1, ... H_{(N-1)} \right], \qquad (1.1.2.1.1.1)$$

где H_0 - матрица Адамара размером 1 x 1, а каждая последующая H_k (для k = 1 до N-1) – матрица Адамара размером $2^k \times 2^k$. Строгая ортогональность и крайне низкая вычислительная сложность [32, 36] делают эти последовательности доступными для аппаратной реализации в бортовых системах с ограниченными ресурсами.

Псевдослучайные двоичные последовательности (Pseudo-Random Binary Sequence, PRBS) генерируются с помощью регистров сдвига с линейной обратной связью (Linear Feedback Shift Register, LFSR) и обычно используются в системах связи для скремблирования, рандомизации и синхронизации. Результирующая последовательность представляет собой профиль псевдослучайного фазового шума [32, 37–38]. Последовательность двоичных значений, которая кажется случайной, но на самом деле является детерминированной, обеспечивает хорошие автокорреляционные характеристики [37, 38].

Коды Фрэнка [32, 39] представляют собой многофазные последовательности с непериодическими корреляционными свойствами. Они синтезируются путем дискретизации сигналов при помощи линейной частотной модуляции с использованием N частотных шагов и N отсчетов на

частоту. Форма сигнала с кодировкой Фрэнка состоит из сигнала постоянной амплитуды, несущая частота которого модулируется фазами этого кода. При $N = 2$ последовательности Фрэнка вырождаются в код Баркера. Реальная кодовая последовательность образуется путем размещения строк или столбцов последовательно друг за другом, длина этой последовательности при этом равна N^2 [39].

1.1.2.2 ZT-DFT-s-OFDM

ZT-DFT-s-OFDM (Zero Tail DFT-s-OFDM) формируется путем зануления некоторых несущих на конце символа [21–25]. За счёт занулений хвостов вначале и конце символа, эта схема генерирует сигнал, аналогичный базовой форме с одной несущей и защитными интервалами, при этом поддерживается и частотное канальное выравнивание. Технология обеспечивает значительное снижение уровня внеполосных излучений, а также гибкость при настройке длины защитных интервалов из-за структуры, определяемой количеством нулей на входе блока DFT-распределения.

Основным недостатком ZT-DFT-s-OFDM является изменчивость хвоста от символа к символу, что приводит к межсимвольным помехам в многолучевых каналах. Для решения этой проблемы принимались попытки унифицировать зануленные хвосты, сгенерировав их на основе искаженных последовательностей Задова-Чу [40, 41].

1.1.3 Мультиплексирование с аффинным частотным разделением (AFDM)

Мультиплексирование с аффинным частотным разделением (Affine Frequency Division Multiplexing, AFDM) представляет собой перспективную модуляционную схему следующего поколения, специально разработанную для устойчивой связи в условиях высокой мобильности – таких как спутниковые каналы с низкоорбитальными космическими аппаратами (Low Earth Orbit, LEO) и среднеорбитальными (Medium Earth Orbit, MEO)

аппаратами, высокоскоростные поезда, БПЛА и автономный транспорт [42, 43].

Упор данной модуляционной схемы сделан на сценарии, которые характеризуются каналами, в которых характеристики меняются со временем. Это происходит, например, когда спутник или автомобиль движутся с высокой скоростью: каждый момент времени соответствует другой геометрии распространения сигнала, что влечёт за собой изменение доплеровского сдвига, многолучевого профиля задержек и усиления отдельных путей распространения. Сигнал подвержен как задержке (селективность по времени), так и доплеровскому рассеянию (селективность по частоте). Такие изменения нарушает ортогональность поднесущих в традиционных системах, таких как OFDM, вызывая межканальную интерференцию и резкое ухудшение качества приёма.

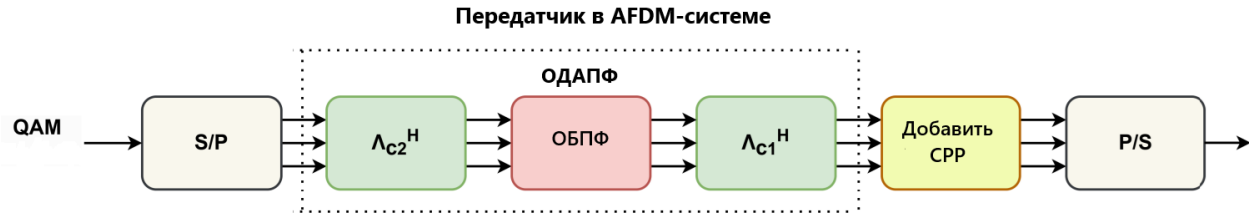


Рисунок 1.1.3.1 – Алгоритм работы AFDM на передающей стороне

В основе AFDM лежит дискретное аффинное преобразование Фурье (Discrete Affine Fourier Transform, DAFT), которое использует чирп-подобные (chirp) базисные функции вместо синусоидальных, применяемых в OFDM. Эти функции обладают гибкой структурой и позволяют «подстраиваться» под динамику заявленных каналов.

Входной поток битов сначала преобразуется в вектор символов QAM $x = \left[x_0, \ldots, x_{n-1}\right]^T$ в области DAFT. Каждый элемент вектора x имеет вид $\alpha + \beta j$, где α и β – целые числа. После преобразования последовательности символов x из последовательного формата в

параллельный применяется обратное афинное преобразование Фурье (IDAFT), чтобы получить символы во временной области по формуле:

$$s[p] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{q=0}^{N-1} x[q] e^{k 2\pi (c_1 p^2 + \frac{pq}{N} + c_2 q^2)}, \quad p = 0,1,...,N-1 \tag{1.1.3.1}$$

где c_1 и c_2 – это параметры чирпа DAFT, которые настраиваются в зависимости от максимального доплеровского сдвига канала [43].

Аналогично циклическому префиксу (CP) в OFDM, AFDM также использует чирп-периодический префикс (CPP) для смягчения эффектов многолучевого распространения сигнала и создания впечатления, что канал существует в периодической области. Пусть L – длина CPP; тогда выражение (1.1.3.2) для CPP [44] имеет вид:

$$s[p] = s[N+p] e^{-j 2\pi c_1 (N^2 + 2Np)}, \quad p = -L, -L+1...,-1 \tag{1.1.3.2}$$

Если N – четное число, а $2Nc_1$ – целое число, то чирп-периодический префикс фактический вырождается в циклический. L – это целое число, которое должно быть не меньше максимального распределения задержек канала, измеренного в отсчетах.

На бумаге AFDM обеспечивает значительно лучшую надежность при сильных доплеровских сдвигах относительно OFDM, имеет меньшую вычислительную сложность, чем OTFS и гибкость в адаптации к условиям канала за счет изменения параметра c_2.

Тем не менее, AFDM, как и OFDM, страдает от высокого отношения пиковой мощности к средней. Согласно аналитическим оценкам, верхняя граница PAPR растёт пропорционально числу поднесущих N, что затрудняет использование энергоэффективных нелинейных усилителей, особенно на борту спутников.

Высока чувствительность к выбору параметра c_1, ошибка в подборе которого может привести к потере ортогональности и росту ICI. Вычислительная сложность аффинного преобразования Фурье выше, чем у стандартного дискретного, что критично для реализации в реальном времени. К тому же AFDM пока не входит в коммерческие стандарты связи, что ограничивает ее практическое внедрение [42–44].

1.1.4 Ортогональное частотно-временное пространство (OTFS)

Ортогональное частотно-временное пространство (Orthogonal Time Frequency Space, OTFS) представляет собой двумерную модуляционную схему, разработанную для работы с двойственно-дисперсными (doubly dispersive) каналами, характеризующимися одновременной селективностью по времени (многолучевость) и по частоте (доплеровский сдвиг). В отличие от традиционных подходов, таких как OFDM, где символы размещаются в временно-частотной (Time–Frequency, TF) области, OTFS отображает информационные символы $x[k,l]$ непосредственно в область задержка–доплер (Delay–Doppler, DD) [45]. Эта область является естественным представлением беспроводного канала и обеспечивает компактное, разреженное описание даже в условиях высокой мобильности.

Базовая модель канала в OTFS описывается комплексной импульсной характеристикой $h(\tau,\nu)$, где τ – задержка, ν — доплеровский сдвиг. Принятый сигнал $r(t)$ при передаче информационного сигнала $s(t)$ выражается как:

$$r(t) = \iint h(\tau,\nu)s(t-\tau)e^{j2\pi\nu(t-\tau)}d\nu d\tau + \upsilon(t), \qquad (1.1.4.1)$$

где $\upsilon(t)$- аддитивный белый гауссовский шум. Такая форма соответствует преобразованию Гейзенберга, применённому к входному сигналу с ядром $h(\tau,\nu)$.

Модуляция OTFS реализуется в два этапа. На передающей стороне информационные символы, расположенные на двумерной решётке в DD-области, сначала преобразуются в TF-область с помощью разновидности преобразования Фурье, обратного симплектического конечного преобразования Фурье (Inverse Symplectic Finite Fourier transform, ISFFT):

$$X[n,m] = \frac{1}{MN} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} X[k,l] e^{j2\pi(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M})} \quad (1.1.4.2)$$

Затем осуществляется преобразование Гейзенберга, формирующее временной сигнал:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} X[n,m] g_{tx}(t - nT) e^{j2\pi m\Delta f(t-nT)}, \quad (1.1.4.3)$$

Где T и Δf – интервалы дискретизации по времени и частоте, а g_{tx} – формирующий импульс.

На приёмной стороне выполняются обратные операции: сначала применяется преобразование Вигнера, затем – прямое симплектическое преобразование Фурье, что позволяет вернуться в DD-область и демодулировать символы.

Ключевое свойство OTFS заключается в том, что после прохождения через канал и демодуляции каждый исходный символ $x[k,l]$ подвергается воздействию почти постоянного комплексного коэффициента затухания, общего для всего кадра. Это обеспечивается полным разнесением по времени и частоте, каждый информационный символ отображается на всю площадь ресурсной сетки. В плоскости задержки-Доплера канал становится медленно меняющимся и разреженным. В связи с этим проще становится распределить опорные сигналы («пилоты»), снимается необходимость адаптации передатчика под текущее состояние канала [45].

В условиях высокой мобильности это позволяет OTFS превосходить классический OFDM. При относительных скоростях до 500 км/ч, типичных для высокоскоростных поездов или низкоорбитальных спутников, OFDM подвергается значительной межнесущей интерференции, тогда как OTFS остается устойчивой, реализуя емкость, близкую к теоретическому пределу пропускной способности канала [28, 46-47]. Кроме того, возможность линейного масштабирования пропускной способности с ростом числа антенн даже при высоком доплеровском сдвиге также сохраняется за OTFS. Компактность матрицы канала в плоскости задержка-Доплер позволяет использовать меньше пилот-сигналов без потери точности оценки [45].

И все же, от некоторых проблем «наследник OFDM» не избавился. В OTFS не решена проблема высокого пик-фактора [48], который усугубляется при росте числа поднесущих, ограничивая применение технологии на базе мобильных или спутниковых терминалов. К тому же, реализация в реальном времени усложняется из-за необходимости выполнения двумерных преобразований и итерационных алгоритмов выравнивания. В главном же преимуществе OTFS – противостоянию доплеровскому сдвигу, кроется еще одна проблема: достоверная оценка целочисленных и дробных компонент задержки и доплеровского сдвига требует сложных пилот-структур [45].

1.2 Частотное рассогласование

Любые OFDM- и DFT-s-OFDM-системы крайне чувствительны к расстройке по частоте, фазе и времени. Частотное рассогласование (CFO) в реальных системах складывается из доплеровского сдвига и дрейфа опорных генераторов по частоте. Аппаратно это ошибки можно разделить на две группы: связанные с расхождением тактовых частот АЦП/ЦАП или со сдвигом между опорными частотами передающей и приемной станций.

Рассогласование тактовых генераторов проявляется в медленном вращении фазы поднесущих и взаимном рассеянии энергии между соседними

поднесущими. Нормированная ошибка дискретизации $t_{\Delta} = \frac{T' - T}{T}$, где T' и T – интервалы дискретизации в передатчике и приемнике соответственно, приводит к дополнительной интерференции, мощность которой растет пропорционально квадрату произведения расстройки и индекса поднесущей (1.2.1):

$$P_{t_\Delta} \approx \frac{\pi^2}{3}(kt_\Delta)^2. \quad (1.2.1)$$

Это означает, что поднесущие с наибольшим индексом k наиболее подвержены искажениям, уровень помехи растет как квадрат произведения расстройки t_Δ и индекса поднесущей k, а системы с большим количеством поднесущих критически чувствительны к рассогласованию тактовых частот. Ухудшение может быть выражено также, как потери в SNR, в дБ следующим соотношением (1.2.2):

$$D_n \approx 10\log_{10}\left[1 + \frac{\pi^2}{3}\frac{E_S}{N_0}(kt_\Delta)^2\right]. \quad (1.2.2)$$

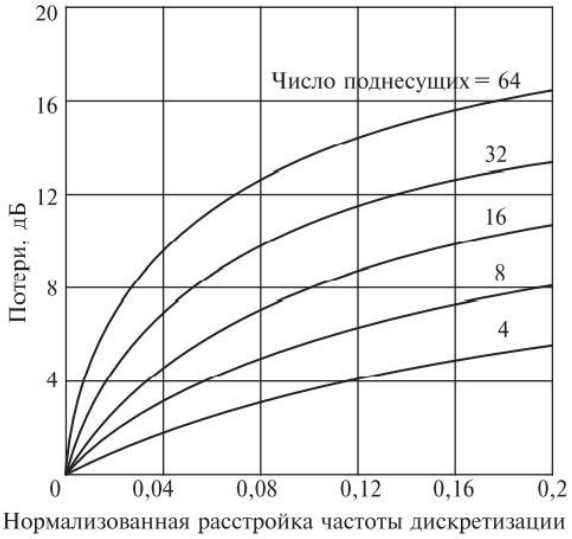


Рисунок 1.2.1 – Ухудшение отношения С/Ш из-за расстройки тактового генератора

Рассогласование опорных частот возникает вследствие доплеровских сдвигов, фазового шума и изменений условий работы оборудования. Оно вызывает интерференцию от соседних поднесущих и спад амплитуды

полезного сигнала из-за нарушения условия ортогональности. Общий эффект на отношение сигнал/шум оценивается как:

$$SNR_{loss}(dB) \approx \frac{10}{3\ln 10} \cdot (\pi T f_{\Delta})^2 \frac{E_s}{N_0}, \quad (1.2.3)$$

где f_{Δ} – расстройка частоты, которая является функцией расстояния между поднесущими; T – интервал дискретизации.

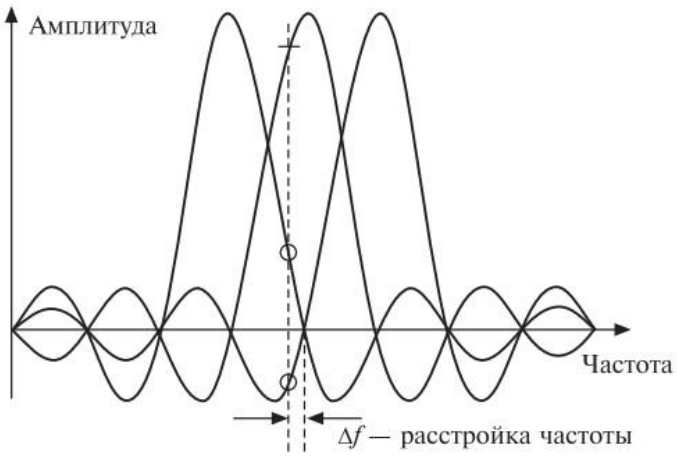


Рисунок 1.2.2 – Потеря ортогональности и снижение амплитуды из-за рассогласования несущих частот

Рост порядка модуляционного созвездия пропорционально ужесточает допуски на фазовые и амплитудные искажения. Из-за этого высокоэффективным схемам требуются существенно большие значения с/ш для обеспечения заданной вероятности битовой ошибки. Энергетические потери из-за интерференции от всех N поднесущих приближенно равны:

$$\sum_m I_m^2(\delta) \approx (T\delta)^2 \sum_{m=1}^{N-1} \frac{1}{m^2} \approx (T\delta)^2 \frac{23}{14}, \text{для } N \gg 1 \text{ (достаточно } N > 5) \quad (1.2.4)$$

Вторым, не менее деструктивным источником частотного рассогласования выступает эффект Доплера. В сегменте низкоорбитальных космических аппаратов (НКА) доплеровский сдвиг является, по сути, системной проблемой. Физически он проявляется как изменение частоты принимаемого сигнала вследствие относительного движения передатчика и приемника [31].

Высокая динамика движения НКА формирует специфический профиль деградации сигнала, что вынуждает применять алгоритмы для точного отслеживания синхронизации времени и частоты, усложнять процедуры управления мобильностью при частых переключениях между лучами и спутниками, а также оптимизацию процессов модуляции и демодуляции [49]. Этот эффект непрерывно изменяет несущую частоту, фазу и разнос поднесущих частот, что может вызывать межканальную интерференцию, а также интерференцию между несущими (Intercarrier interference, ICI) [31, 50].

Ниже представлена методология, используемая для расчета доплеровского сдвига в негеостационарных системах.

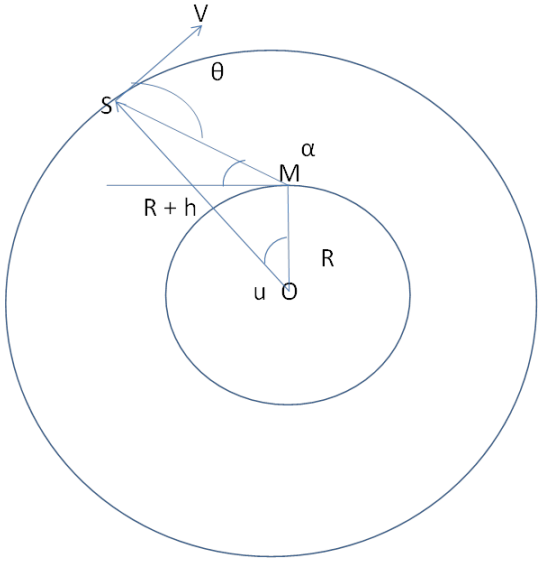


Рисунок 1.2.3 – Геометрическая модель системы для расчета доплеровского сдвига

Величина доплеровского сдвига F_d из-за движения спутника:

$$F_d = \frac{F_c}{c} \cdot V \cdot \cos\theta = \frac{F_c}{c} \cdot V \cdot \frac{\sin u}{\sqrt{1+\gamma^2-2\gamma\cos u}} \qquad (1.2.10)$$

Где F_c – это центральная (несущая) частота сигнала, измеряемая в Гц; c – скорость света ($3 \cdot 10^8$ м/с); V – относительная скорость спутника, м/с; θ – угол между вектором скорости спутника и направлением на наземную станцию.

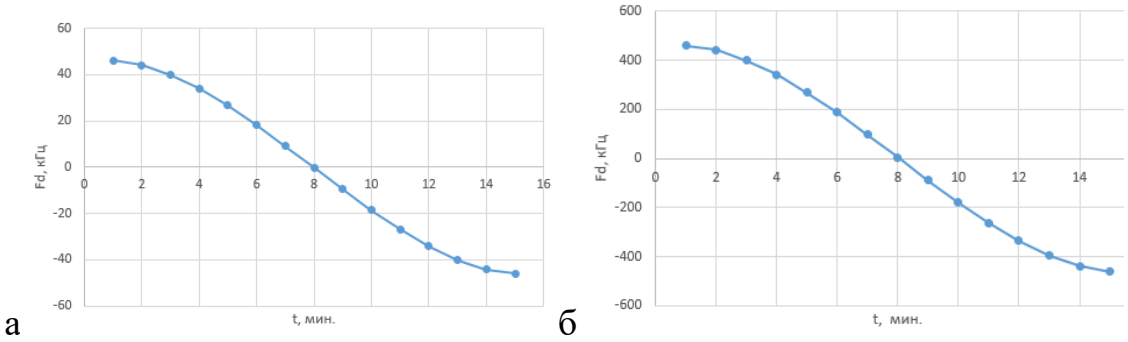
Угол u, который меняется в зависимости от движения спутника, для t = 1 мин. находится по формуле:

$$\varphi(t) = \upsilon \cdot \frac{t}{R+h} \tag{1.2.11}$$

Коэффициент γ можно вычислить следующим образом:

$$\gamma = \frac{R+h}{R} \tag{1.2.12}$$

На рисунках 1.2.4 (а, б) представлены графики численного изменения доплеровского сдвига в зависимости от времени для двух разных несущих частот, а на рисунке 1.2.5 изображен график вероятностной характеристики его распределения при F_c = 4,8 ГГц.



а б

Рисунок 1.2.4 – Графики изменения доплеровского сдвига в зависимости от времени при а) Fc = 2 ГГц; б) Fc = 20 ГГц

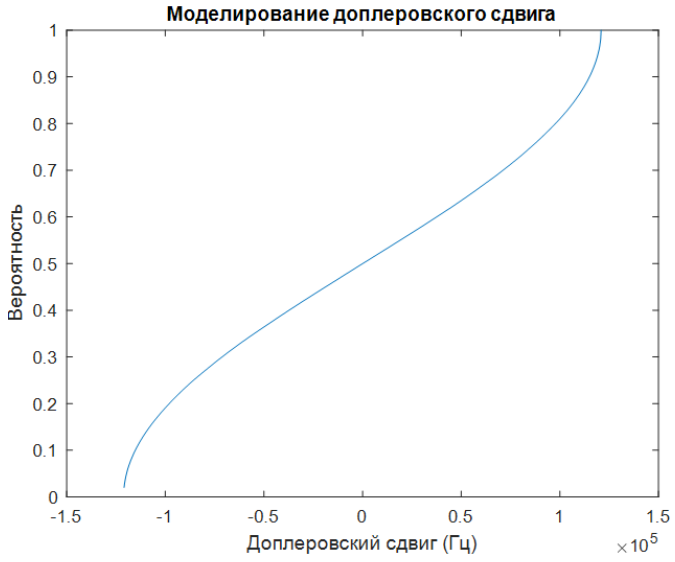


Рисунок 1.2.5 – График вероятностной характеристики распределения доплеровского сдвига при Fc = 4,8 ГГц

Расчет относительной скорости требует обязательного учета вектора линейной скорости поверхности планеты, обусловленного суточным вращением. Так, наземная станция, находящаяся в экваториальной зоне, обладает собственной скоростью порядка 465 м/с. При алгебраическом суммировании данной компоненты с орбитальной скоростью спутника (зависит от направления пролета) вносится поправка на итоговый доплеровский сдвиг, ±5–6%. В таблице 1.2.1 представлено краткое сравнение уровней доплеровских сдвигов в разных сценариях: наземных и космических.

Таблица 1.2.1 Нормированный уровень частотного рассогласования (ε, безразмерная величина) и доплеровский сдвиг (Fd, Гц) для российских сценариев использования сетей 5G/6G

Сценарий	**Скорость (м/с)**	**5G (4.6 ГГц / 30 кГц)**	**6G (6.5 ГГц / 60 кГц)**	**Adv. (240 кГц)**
Трасса	33.33	0.017 (510 Гц)	0.012 (720 Гц)	0.002–0.003 (~ 600 Гц)
Высокоскоростная магистраль	83.33	0.043 (1.28 кГц)	0.030 (1.81 кГц)	0.005–0.008 (~1.56 кГц)
Высокоскоростная магистраль (в перспективе)	138.89	0.071 (2.13 кГц)	0.050 (3.01 кГц)	0.009–0.013 (~2.64 кГц)
Низкоорбитальный космический аппарат (НКА)	7500	3.83 (115 кГц)	2.71 (162.5 кГц)	0.48–0.68 (~139.2 кГц)

1.3 Методы оценки и компенсации частотного рассогласования

В данном разделе рассматриваются особенности актуальных методов оценки и компенсации частотного рассогласования, предложенных для DFT-

s-OFDM. Все представленные ниже методы основываются на корреляционном анализе опорных структур сигнала (пилот-сигналов, циклических префиксов).

1.3.1 Метод циклических префиксов (CP-based)

Циклический префикс – копия хвостовой части OFDM-символа, которая служит в качестве защитного интервала, помогающего в борьбе с межсимвольной интерференции (Inter Symbol Interference, ISI). Благодаря внедрению циклических префиксов сохраняется ортогональность поднесущих. Также с помощью префиксов можно оценить частотное рассогласование по средствам корреляционного анализа.

Если частотная синхронизация в системе идеальна, то частотное рассогласование величиной ε приводит к изменению фазы принимаемого сигнала на $2\pi n\varepsilon/N$, где N – количество отсчетов между циклическим префиксом и его «оригиналом» из хвоста символа. В этом и заключается принцип работы метода циклических префиксов.

Разность фаз, вызванная рассогласованием величиной ε, составит $2\pi N\varepsilon/N = 2\pi\varepsilon$. Отсюда, частотное рассогласование можно найти при помощи фазового угла произведения циклического префикса и соответствующей ему части символа OFDM:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi}\arg\left\{y_l^*[n]\,y_l[n+N]\right\}, n = -1,-2,...,-N_g, \qquad (1.3.1.1)$$

где N_g – длина циклического префикса, $y_l[n]$– принятый сигнал *l*-го символа.

Для снижения шумового эффекта, его среднее значение может быть взято по выборкам в интервале циклического префикса, как в выражении (1.3.1.2):

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi}\arg\left\{\sum_{n=-N_G}^{-1} y_l^*[n]\,y_l[n+N]\right\} \qquad (1.3.1.2)$$

Поскольку операция аргументирования arg() выполняется с использованием арктангенса, диапазон оценки в вышеописанном уравнении равен составляет $[-\pi,+\pi)$ или $[-0.5,+0.5)$, так, что максимально определяемое значение отклонения не превышает 0.5, $|\hat{\varepsilon}|<0.5$ и, следовательно, при помощи такой методики невозможно посчитать целую часть CFO и частотные сдвиги, превышающие значения в 0.5 от несушей частоты [51]. Также важно отметить, что при приближении к заявленным границам оценки $|\hat{\varepsilon}|\to 0.5$ оценка становится сильно зашумленной и смещенной из-за неоднородности арктангенса и перескока фаз.

Итого, метод основан на сравнении фаз сигнала в циклическом префиксе и части DFT-s-OFDM сигнала, которая была использована для вставки защитного интервала:

$$\hat{\varepsilon}=\frac{1}{2\pi}\arg\left\{\sum_{n=-N_G}^{-1} y_l^{*}[n]\,y_l[n+N+i]\right\}; \qquad (1.3.1.3)$$

1.3.2 Преамбульный метод (Moose)

В основе этого метода, предложенного ученым P.H. Moose, заключается то, что кадр данных повторяется, и сравнивается значение фазы каждой поднесущей между последовательными символами [31]. Принцип работы метода заключается в использовании двух идентичных обучающих символов, передаваемых последовательно в преамбуле кадра. Между ними сравниваются фазы соответствующих поднесущих. Если два идентичных обучающих символа передаются последовательно, соответствующие сигналы с CFO связаны друг с другом следующим образом:

$$y_2[n]=y_1[n]e^{j2\pi\varepsilon}\ldots..Y_2[K]=y_1[k]e^{j2\pi\varepsilon}; \qquad (1.3.2.1)$$

Когда диапазон сбора данных приближается к 0.5, может из-за шума и неоднородности арктангенса перейти к -0.5. Когда это происходит, оценка больше не является объективной, и на практике она становится бесполезной.

Эта оценка для небольших значений частотного рассогласования является условно беспристрастной, но быстро деградирует при росте уровня рассогласования [52]. Также слабостью метода является его зависимость от расположения начальной точки отсчета, поэтому алгоритм должен знать начальную точку символа [53].

Итак, метод оценки частотного рассогласования на основе метода Moose основан на сравнении двух передающихся друг за другом идентичных обучающих символов, которые находятся в преамбуле кадра:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi}\tan^{-1}\left\{\frac{\sum_{k=0}^{N-1}\mathrm{Im}\left[Y_1^*[k]Y_2[k]\right]}{\sum_{k=0}^{N-1}\mathrm{Re}\left[Y_1^*[k]Y_2[k]\right]}\right\}; \qquad (1.3.2.2)$$

1.3.3 Метод оценки по пилот-сигналам (Classen)

По предложению немецкого ученого F. Classen, для отслеживания частотного рассогласования используется еще один вариант опорных структур, пилот-сигналы. Они вставляются в частотную область и передаются в каждом символе OFDM [31]. На рисунке 1.3.3.1 показана структура обнаружения частотного рассогласования при помощи контрольных сигналов. Во-первых, два символа OFDM, $y_l[n]$ и $y_{l+D}[n]$ сохраняются в памяти после синхронизации. Впоследствии, сигналы преобразуются в $Y_l[k]_{(K=0)}^{(N-1)} = 0$ и $Y_{(l+D)}[k]_{(K=0)}^{(N-1)} = 0$ с помощью операции быстрого преобразования Фурье, затем из них извлекаются контрольные сигналы [54].

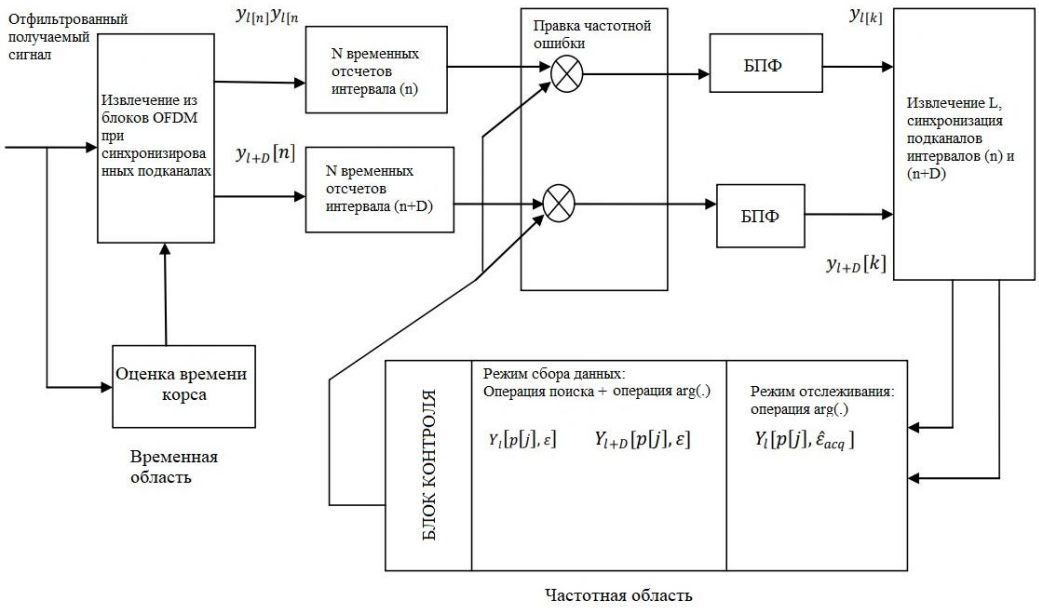


Рисунок 1.3.3.1 – Структура обнаружения частотного рассогласования при помощи пилот-сигналов

После оценки частотного рассогласования по пилотным сигналам в частотной области сигнал компенсируется после оценки рассогласования во временной области. В этом процессе реализованы два режима оценки частотного рассогласования: режим сбора (1.3.3.1) и режим отслеживания (1.3.3.2).

$$\varepsilon_{acq} = \frac{1}{2\pi \cdot T_{sub}} \max_{\varepsilon} \left\{ \left| \sum_{j=0}^{L-1} Y_{l+D}\left[p\left[j\right],\varepsilon\right] Y_1^*\left[p\left[j\right],\varepsilon\right] X_{l+D}^*[p\left[j\right] X_l\left[p\left[j\right]\right] \right| \right\}, \quad (1.3.3.1)$$

где $p\left[j\right]$ и $X_l\left[p\left[j\right]\right]$ обозначают количество контрольных сигналов, местоположение j-го пилот-сигнала и контрольный сигнал, расположенный в частотной области:

$$\varepsilon_{\mathrm{f}} = \frac{1}{2\pi \cdot T_{sub^D}} \arg \left\{ \left| \begin{array}{c} \sum_{j=0}^{L-1} Y_{l+D}\left[p\left[j\right],\varepsilon_{\mathrm{acq}}\right] Y_l^*\left[p\left[j\right],\varepsilon_{\mathrm{acq}}\right] \\ X_{l+D}^*\left[p\left[j\right]\right] X_l\left[p\right]\left[j\right] \end{array} \right| \right\}. \quad (1.3.3.2)$$

В режиме сбора данных сначала рассчитываются и ε_{acq} , и ε_f , далее CFO компенсируется их суммой. В режиме отслеживания же, рассчитывается и компенсируется только часть ε_f .

Итак, метод оценки частотного рассогласования Классена основан на корреляционном анализе позиций пилот-сигналов в частотных промежутках двух символов OFDM. Этот метод является модернизацией предыдущего [31].

1.4 Энергоэффективность в каналах связи

Рассмотрим процесс передачи сигналов между низкоорбитальным спутником и наземным оборудованием или в случае нахождения подвижного абонента в движущемся высокоскоростном наземном или воздушном транспорте. Данные о расчётах доплеровского сдвига и модели каналов для подобных случаев представлены в исследованиях 3GPP [14, 55-56].

Пик-фактор является ключевым параметром, характеризующим динамический диапазон сигнала в системах связи. В математическом представлении PAPR определяется как:

$$PAPR = 10\log_{10}(\frac{P_{\max}}{P_{avg}}) \tag{1.4.1}$$

Чтобы рассмотреть PAPR в OFDM-системах и упростить анализ, сначала рассмотрим случай с двухтональным сигналом. Пусть тона гармонически связаны, то есть $F_2 = MF_1$. Рассматривается сигнал $r(t) = A \cdot \cos(2\pi F_1 t) + B \cdot \cos(2\pi F_2 t)$, его пиковую мощность можно найти таким образом:

$$\begin{aligned} r^2(t) &= \left[A \cdot \cos(2\pi F_1 t) + B \cdot \cos(2\pi F_2 t)\right]^2 = \\ &= \left[A^2 \cdot \cos^2(2\pi F_1 t) + B^2 \cdot \cos^2(2\pi F_2 t) + 2AB \cdot \cos(2\pi F_1 t) \cdot \cos(2\pi F_2 t)\right] = \\ &= \frac{A^2}{2} + \frac{B^2}{2} + \frac{A^2}{2} \cdot \cos(4\pi F_1 t) + \frac{B^2}{2}\cos(4\pi F_2 t) + AB \cdot \cos(2\pi(F_1 - F_2)t) + AB \cdot \cos(2\pi(F_1 + F_2)t) \end{aligned} \tag{1.4.2}$$

Расчет значения отношения пиковой мощности к средней для систем с несколькими несущими в общем виде будет выглядеть так:

$$PAPR = 10\log_{10}(\frac{P_{\max}}{P_{avg}}) = 10\log_{10}\left(\frac{(A+B)^2}{\frac{1}{2}(A^2+B^2)}\right) = 10\log_{10}\left(2+\frac{4AB}{A^2+B^2}\right) \quad (1.4.3)$$

Значительные всплески пик-фактора характерны в моменты, когда в системе с несколькими несущими различные поднесущие оказываются в определенном фазовом соотношении. При одновременном достижении максимального значения в определенный момент времени происходит внезапный скачок выходной огибающей, что вызывает характерный «пик» сигнала. Высокий PAPR является серьезной проблемой в спутниковых системах связи, где критически важна энергоэффективность передачи. Он влияет на производительность системы, заставляя усилители мощности работать неэффективно, что приводит к увеличению энергопотребления, искажениям и снижению спектральной эффективности [56-57]. Усилители мощности на борту спутников должны работать с большим запасом по линейности (back-off), что значительно снижает их КПД и, следовательно, ограничивает дальность связи и пропускную способность системы.

В системах спутниковой связи, особенно низкоорбитальных, эффект Доплера оказывает существенное влияние на уровень пик-фактора. Для многочастотных схем модуляции (например, OFDM) эффект Доплера проявляется разнородным сдвигом частоты для каждой поднесущей. Подобное рассогласование негативно влияет на ортогональность базиса, порождая межканальную интерференцию. Известно, что процедуры коррекции таких искажений неизбежно ведут к деградации уровня пик-фактора [58]. Это можно объяснить тем, что сдвиг вызывает быстрые временные флуктуации амплитуды результирующего сигнала, напрямую приводя к росту PAPR [56].

При этом в условиях многолучевого распространения ошибки синхронизации можно успешно компенсировать оценкой канала по «пилотам». Важную роль играет циклический префикс, переводя эти ошибки в класс фазовых. Тем не менее в условиях спутникового канала с ярко выраженным эффектом Доплера стандартные методы компенсации часто оказываются недостаточно эффективными, что требует разработки специализированных решений для одновременного снижения PAPR и компенсации доплеровских сдвигов.

1.5 Методы борьбы с повышенным пик-фактором

В данном разделе рассматриваются особенности актуальных методов борьбы с повышенным пик-фактором, предложенных для схем ортогонального частотного разделения с использованием распределения на основе дискретного преобразования Фурье.

1.5.1 Алгоритмы прямого ограничения сигнала

Клиппинг является простейшим методом снижения уровня PAPR, при котором амплитуда сигнала ограничивается на фиксированном уровне или нелинейно насыщается вокруг пиков. Основным недостатком является внесение искажений и нарушение ортогональности поднесущих, что приводит к увеличению BER.

В связи с этим базовый клиппинг редко применяется в изоляции, чаще модифицируется или комбинируется с другими алгоритмами. Можно ввести адаптивный порог компрессии для баланса между информационными потерями и вычислительными затратами [59], использовать метод равномерного распределения для сведения числа итераций к минимальному [60] или кусочно-линейные функции преобразования, лимитирующие пики до постоянной величины и усиливающие области малых амплитуд [61].

Альтернативный класс методов образуется алгоритмами прямого подавления пиков (Peak Cancelation Crest-Factor Reduction, PC-CFR), или

сжатия пиков и их интерполяции (Peak Shrinking and Interpolation, PSI) [62-63]. В их основе находится нелинейное обрезание огибающей OFDM-символа выше заданного порогового уровня [64], которое вызывает внеполосные излучения. Из-за этого приходится усложнять архитектуру передатчика, используя дополнительные формирующие фильтры.

Несмотря на простоту реализации и низкую вычислительную сложность, перечисленные методы применяются преимущественно в системах, где допустимо компромиссное ухудшение спектральных и энергетических характеристик. В современных высокоскоростных OFDM-системах, где критичны как спектральная эффективность, так и надёжность передачи, алгоритмы прямого ограничения сигнала чаще используются в комбинации с компенсационными техниками (например, предыскажением или итеративной фильтрацией), либо заменяются более совершенными методами.

1.5.2 Метод частичной последовательности передачи

Метод Partial Transmit Sequence (PTS) относится к классу вероятностных методов снижения пик-фактора и не вносит искажений в передаваемый сигнал, сохраняя тем самым спектральную чистоту и BER-характеристики [65].

Суть метода заключается в разбиении входного OFDM-блока на V непересекающихся подблоков $X_1, X_2, ..., X_W$, каждый из которых умножается на свой комплексный фазовый коэффициент $b_\omega \in \left\{ e^{j2\pi\upsilon/V} \mid \upsilon = 0,1,...,V-1 \right\}$.

Затем подблоки суммируются, а коэффициенты выбираются так, чтобы минимизировать PAPR результирующего сигнала [63, 65]. Эффективность метода растёт с увеличением числа допустимых фазовых коэффициентов V, но слабо зависит от числа подблоков W, при этом вычислительная сложность возрастает экспоненциально как $O\left(V^{W-1}\right)$ [63, 65].

Главный недостаток классической реализации метода частичной последовательности передачи – необходимость передавать на приёмную сторону служебную информацию (side information, SI) о выбранном наборе фазовых коэффициентов. Это снижает спектральную эффективность системы. В современных работах предлагаются методы слепого детектирования (без передачи SI), например, с использованием структуры пилот-сигналов [66].

1.5.3 Метод выборочного отражения

В качестве альтернативного методу PTS можно выделить подход, использующий выборочное отражение (Selective Mapping, SLM). Суть его заключается в генерации множества статистически независимых версий символа OFDM, которые образуются путем поэлементного умножения вектора данных на различные фазовые последовательности.

Далее среди всех кандидатов выбирается обладающий наименьшим значением PAPR [65, 67], за счет отображения символов на поднесущие в зависимости от их фазовых отношений без потери скорости передачи. Метод не требует дополнительных затрат энергии или потери скорости передачи данных, но он ограничено эффективен из-за повышения вычислительной сложности и чувствительности по отношению к условиям канала и шуму [65, 67].

1.5.4 Формирующая фильтрация

Формирующая фильтрация – метод изменения спектрального состава сигнала, который выравнивает пиковые значения и уменьшает разброс мощности. В современных OFDM-системах формирующая фильтрация применяется в первую очередь для подавления интерференции между несущими, вызванной частотным рассогласованием, а также для улучшения спектральных характеристик сигнала, рассматривается и в качестве способа борьбы с частотным рассогласованием [67-71].

Использование фильтров не исключает применения других техник снижения PAPR, зачастую фильтрация улучшает показатели других методов

[72-75]. В контексте сценариев снижения пик-фактора использование формирующей фильтрации рассматривалось в работах [76-78].

Важно подчеркнуть, что сама по себе формирующая фильтрация не является методом снижения пик-фактора в прямом смысле: любая линейная фильтрация, даже при сохранении ортогональной структуры, неизбежно увеличивает PAPR из-за расширения импульсной характеристики во времени и роста вероятности интерференции между соседними символами [71, 79-80].

В работе [67] рассматривается фильтрация уже сформированного OFDM/DFT-s-OFDM-сигнала, соответствующая современным концепциям гибридных форматов [81-82]. Сигнал после обратного преобразования Фурье и добавления циклического префикса подвергается линейной фильтрации во временной области. Эта операция математически описывается как свёртка временного сигнала с импульсной характеристикой формирующего фильтра. Ниже представлена математическая модель IFDMA с использованием формирующей фильтрации RC-фильтром [67]:

$$x_l^{RC}(t) = \left[\sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} e^{j2\pi k\Delta f\left(t - lT_{sym}\right)} \right] * h_{RC}\left(t\right) \qquad (1.5.5.1)$$

где $X_{l,k}$ это представление IFDMA, одного из методов доступа в рамках DFT-s-OFDM. Из раздела 1.1.2 известно, что выходная последовательность для DFT-s-OFDM представляет собой повторение исходного сигнала в масштабе $1/S$ во временной области, а частотный сдвиг начальной точки распределения поднесущих вносит соответствующее фазовое изменение $e^{j2\pi\frac{n}{M}r}$.

Импульсная характеристика формирующего фильтра для выражения (1.5.5.1) описывается так:

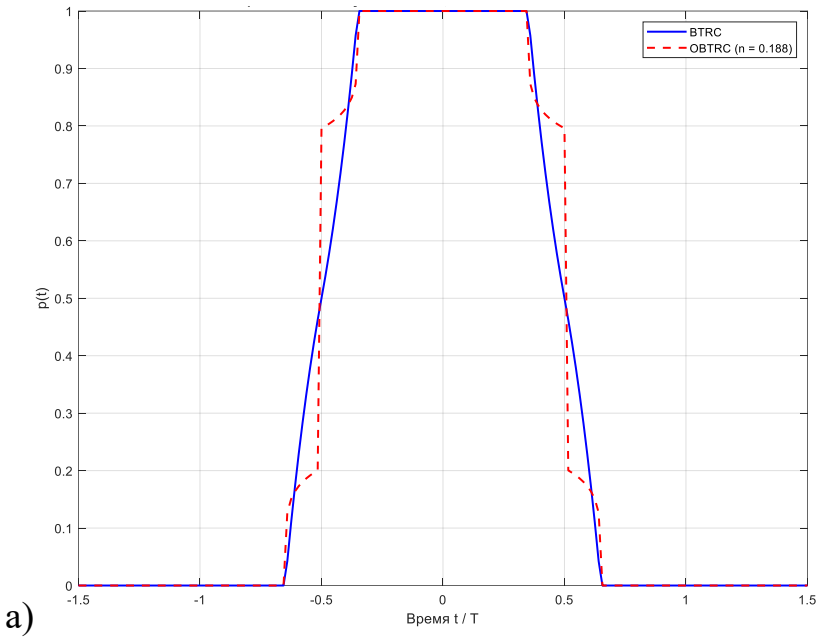
$$h_{RC}(t)=\begin{cases}0.5+0.5\cos\left(\pi\left(t+\beta T_{sym}+T_G\right)/\beta T_{sym}\right)\\1.0\\0.5+0.5\cos\left(\pi\left(t-T_{sub}+\beta T_{sym}\right)/\beta T_{sym}\right)\end{cases} \quad (1.5.5.2)$$

$$\begin{cases}-\left(T_G+\beta T_{sym}/2\right)\le t\le-\left(T_G-\beta T_{sym}/2\right)\\-\left(T_G+\beta T_{sym}/2\right)\le t\le\left(T_{sub}-\beta T_{sym}/2\right)\\\left(T_{sub}-\beta T_{sym}/2\right)\le t\le\left(T_{sub}+\beta T_{sym}/2\right)\end{cases} \quad (1.5.5.3)$$

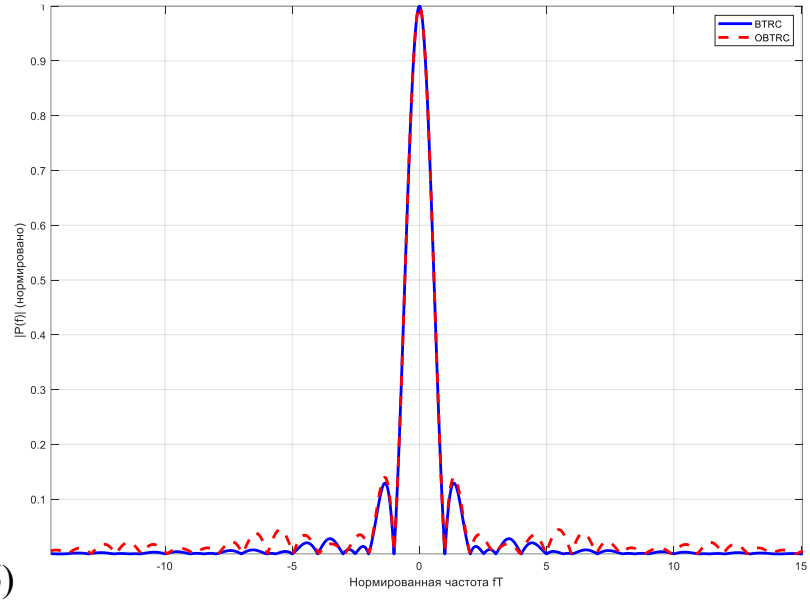
где β - коэффициент спада (rolloff factor), T_{sub} – длительность OFDM-символа без защитного интервала, T_G – длительность защитного интервала в пересчете на выборки, и $T_{sym}=T_{sub}+T_G$ – длительность OFDM-символа вместе с добавленным защитным интервалом [67].

В качестве базовых фильтров обычно рассматриваются варианты с импульсной характеристикой приподнятого косинуса (Raised Cosine, RC) (1.5.5.2-3), его вариант Root Raised Cosine (RRC). Тем не менее в условиях спутниковых каналов, характеризующихся многолучевостью и частотно-селективными замираниями, применение формирующих фильтров должно обеспечивать быстрый спад импульсной характеристики для подавления межсимвольной интерференции (МСИ), которая не только ухудшает достоверность приёма, но и дополнительно увеличивает пик-фактор из-за наложения искажённых копий символов [64, 83]. Стандартные решения на базе RC и RRC-фильтров решают более общие задачи и не совсем подходят для таких специфических условий.

Поэтому в рамках данной работы больше внимания уделяется фильтрам семейства «Better than» Raised Cosine, BTRC и Optimized «Better than» Raised Cosine, OBTRC, более подробно они описаны в работах [67-71].



а)



б)

Рисунок 1.5.4 – а) формы импульсов фильтров BTRC и OBTRC; б) частотные характеристики фильтров BTRC и OBTRC;

Выбор в пользу семейства BTRC обусловлен целевой оптимизацией фильтров под нужные нам условия: BTRC/OBTRC специально оптимизированы для подавления межнесущей интерференции в OFDM-системах с частотным сдвигом, тогда как RC/RRC являются универсальными фильтрами для борьбы с межсимвольной интерференцией, фильтры семейства BTRC обладают более узким главным лепестком и быстрее затухающими боковыми лепестками, предотвращающими «перетекание» энергии на

соседние поднесущие. При этом фильтры просты с точки зрения параметризации (OBTRC – вариант BTRC с подобранным эвристически параметром) и реализации. Важным свойством этих фильтров также является их кусочно-заданная структура.

При всех преимуществах вышеописанных фильтров, нельзя сказать, что они выводят борьбу с пик-фактором на новый уровень, значительно снижая его относительно традиционных решений. Таким образом, задача сводится к подбору такого фильтра, который минимизировал бы пик-фактор при сохранении всех полезных свойств формирующей фильтрации – подавлении межнесущей и межсимвольной интерференций, быстром затухании импульсной характеристики и устойчивости к частотным рассогласованиям.

1.5.5 Схемотехнические методы решения проблемы повышенного пик-фактора

Как мы уже говорили ранее, сигналы на базе OFDM обладают высоким PAPR, достигающим 10 дБ и более [84]. Это провоцирует определенные требования к усилителям мощности. Они должны работать с резервом по выходной мощности (Output Power Back-Off, OBO), традиционные усилители классов A, AB или B в таком случае резко теряют свою эффективность.

Например, при OBO в 20 дБ средний КПД усилителя может упасть до 3% [85]. Для решения этой проблемы применяются два класса схемотехнических методов: аналоговые (архитектура Догерти, переключение режимов смещения) и цифровые (предыскажение).

Наиболее известным аналоговым решением является архитектура Догерти (Doherty Power Amplifier, DPA), предложенная ещё в 1936 году [86]. DPA содержит два каскада – ведущий (класс AB) и ведомый (класс C) – и с помощью четвертьволновых линий модулирует нагрузку, сохраняя высокий КПД как на пике, так и на отступлении мощности. DPA-усилители на нитриде галлия (GaN) демонстрируют пиковую эффективность более 55% на частотах 2–3.5 ГГц [85-86]. Для миллиметрового диапазона 5G (28 ГГц) предложена

модификация Parallel-to-Series Combined Doherty, которая заменяет громоздкие линии компактными LC-цепями, расширяя полосу до 5 ГГц и уменьшая площадь чипа до 0.16 мм² [84].

Для мобильных терминалов, где сигналы разных стандартов имеют разный уровень пик-фактора, предложен метод переключения тока покоя ведущего усилителя [87]. В режиме W-CDMA (низкий PAPR) устанавливается минимальный ток покоя для экономии энергии, а в режиме OFDM (высокий PAPR) ток увеличивается для улучшения линейности. Это позволяет достичь EVM менее 3% при среднем КПД 27%, что существенно выше теоретического предела класса B [87].

При работе со сложными сигналами одной модуляции нагрузки недостаточно. В таких случаях применяется цифровое предыскажение, которое вносит нелинейность, обратную нелинейности усилителя. Как показано в работе [85], для LDMOS-усилителя с сигналом PAPR 11 дБ применение цифрового предыскажения сокращает требуемое отступление мощности с 20 дБ до 9 дБ и поднимает средний КПД с 3% до 18%.

Практическая реализация всех этих методов связана с поиском компромиссов. Архитектура усилителя Догерти гарантирует высокий КПД и расширенный динамический диапазон, не требуя при этом сложной цифровой обработки. Однако точность амплитудно-фазовой балансировки схемы резко деградирует, если уровень пик-фактора превышает уровень отстройки (>8 дБ). Можно управлять током покоя, методы отличаются простотой масштабирования и архитектурной гибкостью, но не располагают широкими рабочими диапазонами. Другим вариантом – применение цифрового предыскажения. Оно снимает жесткие требования к аналоговой линейности, переводит элементы в высокоэффективные нелинейные режимы. Это, к сожалению, требует мощного цифрового процессора, увеличивает энергопотребление и также трудно переносит повышение PAPR [85].

1.6 Принципы голографического кодирования

Голографическое кодирование формализует процедуру канального кодирования через математический аппарат оптической голографии. Информационный блок представляется в виде комплексной амплитуды, формирующей заданную интерференционную структуру. Уникальным свойством этого подхода является делимость голограммы –возможность восстановления волнового фронта объекта по небольшому фрагменту голограммы, что особенно ценно в условиях нестабильных каналов связи, характерных для спутниковых систем [88].

Делимость обусловлена тем, что при диффузном освещении каждая точка объекта освещает всю плоскость голограммы, и при повреждении ее части из процесса формирования изображения исключается только часть лучей, что позволяет сохранить основную информацию.

Математическая модель голографического кодирования, описанная в [88], основана на волновом представлении цифрового сигнала. Процесс кодирования включает следующие этапы:

1. Преобразование входного n-разрядного двоичного кода в единичный позиционный код с числом позиций $N = 2^n$, что создает избыточность с коэффициентом $q = 2^n / n$.

2. Формирование кодовой комбинации путем геометрического построения в плоскости, где единичный позиционный код представляет собой пространственный одномерный объект.

3. Моделирование распространения сферической волны от источника (позиции единицы в позиционном коде) в плоскости анализа.

Математически комплексная амплитуда волнового фронта в плоскости голограммы $H(j)$ описывается выражением 1.6.1:

$$H(j) = A(i) \cdot sin\varphi(i,j), \qquad (1.6.1)$$

где $A(i)$ – значение точки объекта, $\varphi(i,j)$ – фаза излучения в точке $H(j)$, вычисляемая как дробная часть отношения расстояния $l(i,j)$ к длине волны λ.

Модель Френеля, применяемая в работе только в математическом смысле, описывается формулой 1.6.2:

$$H[j]=\sum_{i=1}^{N} A[i]\cdot\exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{L^2+d^2(i-j)^2}\right), \qquad (1.6.2)$$

где подкоренное выражение описывает евклидово расстояние от i позиции, в которой находится источник, до точки наблюдения j. L – расстояние, d – шаг, а λ – длина волны.

В работе [88] отражена эволюция идей алгоритмов голографического кодирования. Рассматривается гибрид классического голографического кодирования и непосредственной спектральной обработки. Схема формирует дополнительный энергетический выигрыш за счет совместного действия спектрального и частотного кодирования вместе с частотной манипуляцией.

Блок исследований посвящен перспективам мультиплексирования информационных потоков голографическими методами [89]. Доказана возможность параллельной передачи данных в оптическом, радиочастотном и частотном доменах. Это говорит о универсальности голографического аппарата и обширной базе его потенциального применения в перспективных системах связи.

И все же, несмотря на все видимые плюсы голографического аппарата, обеспечение предельной помехоустойчивости неизбежно сопряжено с падением скорости кода и снижением пропускной способности. Согласно оценкам из исследований [88-90], кодирование базового 8-битного блока приводит к 32-кратному росту объема закодированных. Нецелесообразно масштабировать данный метод на весь кадр, рациональнее будет применять его адресно, к служебным данным – защитным интервалам и пилот-сигналам.

В этих сегментах критичен энергетический выигрыш, при этом допустимы локальные потери в спектральной эффективности.

1.7 Потенциальные методы повышения точности оценок сигналов на основе тензорного анализа

Ранее отмечалось, что известные методы оценки и компенсации частотного рассогласования не обладают достаточными возможностями оценки при высоких уровнях рассогласования – невозможно посчитать целую часть CFO и частотные сдвиги, превышающие значения в 0.5 от несушей частоты [51]. Отмечалось, что при приближении к заявленным границам оценки, из-за неоднородности арктангенса и перескока фаз точность оценки также значительно снижается.

Потенциальным методом улучшения оценки в сложных условиях является работа с данными (опорными структурами), по которым производится оценка. Актуальной научной задачей является перенос массивов опорных структур в новый базис для получения возможности проанализировать и определить какие-либо скрытые закономерности, недоступные для методов, оценивающих частотное рассогласование по стандартным массивам опорных структур. Эту задачу позволяет решить применение тензорного анализа для работы с многомерным пространствами (время, частота, пользователи и т.д.).

Наиболее близким математическим аппаратом для формирования новых базисов являются разнообразные тензорные произведения, нашедшие свое применение в телекоммуникационных сетях с точки зрения работы в MIMO-каналах, такие как произведение Кронекера [18, 91-96]. Новым научным направлением можно выделить использование произведения Кронекера для повышения точности частотного рассогласования и его компенсации при высоких значениях отклонения несущих частот [18, 91-93].

Произведение Кронекера является бинарной операцией над матрицами произвольного размера, обозначающейся как $\otimes$. Результатом является блочная матрица, которая позволяет после обработки дополнить и

восстановить ортогональность циклического префикса для различных методов оценки.

$$A \otimes B = \begin{pmatrix} a_{11}B & \cdots & a_{1n}B \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1}B & \cdots & a_{mn}B \end{pmatrix}$$

Рисунок 1.7.1 – Общий вид блочной матрицы, являющейся результатом произведения Кронекера

Если A и B представляют собой линейные преобразования входных и выходных векторов данных $V_1 \rightarrow W_1$ и $V_2 \rightarrow W_2$, соответственно, то $A \otimes B$ представляет собой тензорное произведение двух отображений, $V_1 \otimes V_2 \rightarrow W_1 \otimes W_2$. Полученная в ходе преобразования с произведением Кронекера блочная матрица отсчетов циклического префикса будет обладать большей выборкой [94], и повысит точность оценки разными методами, снизив при этом значения среднеквадратичной ошибки. Технология с использованием тензорных произведений нашла применение в системах на основе технологии MIMO [95]. Подобные модели точно воспроизводят свойства канала, однако при практическом использовании таких матриц значительно повышается сложность вычислений. Декомпозиция матриц на приемной и передающей стороне, подразумеваемая в модели Кронекера используется для преодоления этого недостатка. При снижении числа параметров модели её можно использовать при аналитическом исследовании системы [96].

1.8 Постановка задачи исследования

Резюмируем проведенный анализ:

1. Гибридизация наземного и космического сегментов – важный вектор развития телекоммуникаций. Практически реализовать такую архитектуру трудно из-за экстремальных доплеровских сдвигов, проблем с энергоэффективностью у применяемого оборудования и низкой устойчивостью к фазовым и частотным дрейфам генераторов.

2. Базой для физического уровня перспективных гибридных сетей в силу технологической преемственность остаются OFDM и DFT-s-OFDM. Однако в контексте применения в гибридных сетях возникают проблемы с ортогональностью при частотных расстройках, связанных с эффектом Доплера, энергоэффективностью, и помехоустойчивостью передачи из-за нестационарных замираний в каналах «Земля-спутник» и «спутник-Земля».
3. Классические корреляционный аппарат оценки частотного рассогласования обладает ограниченным диапазоном. При низком уровне с/ш дисперсия оценки и вычислительная сложность алгоритмов резко возрастают, выходя за рамки допустимого для бортовой аппаратуры при необходимости масштабирования модели.
4. Известные методы борьбы с высоким пик-фактором вынуждают идти на компромиссы. Либо вносятся необратимые искажения и растет вероятность битовой ошибки, либо требуется передача избыточного объема служебной информации. Это ведет к росту энергопотребления и вычислительной нагрузки, что делает рассмотренные методы малопригодными для ресурсно-ограниченных терминалов.
5. Альтернативные форматы модуляции, такие как AFDM и OTFS, отлично противостоят доплеровскому сдвигу, но наследуют проблему с высоким пик-фактором. К тому же, дополнительными ограничениями для их внедрения выступают отсутствие механизмов бесшовной интеграции в действующую OFDM-инфраструктуру и ее потенциальное усложнение.
6. В качестве нетривиального метода повышения надежности передачи служебных структур может выступить аппарат голографического кодирования. Свойство распределенного представления и хранения информации позволяет сократить объем служебных данных без потери помехоустойчивости.

В рамках исследования автор опирался на труды отечественных и зарубежных ученых, внесших вклад в теорию и практику построения гибридных сетей, анализа OFDM-систем, оценки параметров канала и борьбы с высоким пик-фактором. В их числе: Парфенов В.И., Прозоров Д.Е., Абилов А.В., Бегишев В.О., Сопин Э.С., Самуйлов К.Е., Гайдамака Е.А., Васильев Д.С., Колбанев М.О., Назаров Л.Е., Бетанов В.В., Пашинцев В.П., Калмыков И.А., Цветков К.Ю., Анисимов В.Г., Мальцев Г.Н., Новиков Е.А., Логинов С.С., Карташевский В.Г., Карташевский И.В., Мешкова А.Г., Ишмияров А.А., Мешков И.К., Султанов А.Х., Зуев М.Ю., Таубин Ф.А., Татарникова Т.М., Козлов С.В., Тимофеев А.Л., Спирина Е.А., Федорова Л.В., Куницин В.Е., Нестеров И.А., Гаврик А.Л., Смирнов В.М., Ступин Д.Д., Шинаков Ю.С., Дворкович В.А., Минаев И.Г., Макаров С.Б., Коржихин О.Е., Власюк И.В., Майстренко В.А., Рашич А.В, С. В. Бородич, В. П. Минашин, А. В. Соколов, Н.И. Калашников, Л.Я. Кантор, В.М. Дорофеев, Котельников В.А., а также Darwish T., Kurt G.K., Yanikomeroglu H., Bellemare M., Lamontagne G., Höyhtyä M., Bumar S., Yastrebova A., Järvensivu P., Kiviranta M., Anttonen A., F. Classen, P. Moose, Cho Y.S., Kim J., Yang W.Y., Kang C.G., G. Berardinelli, R. Nissel, A. Şahin, R. Yang, R. L. Olesen, F. Frederiksen, K. Pedersen, P. Mogensen и др.

Тем не менее существующая элементная база и алгоритмический аппарат не позволяют одновременно обеспечить решение задач повышения точности синхронизации при высоких уровнях доплеровского сдвига, проблем энергоэффективности передачи и компромисса между помехоустойчивостью и пропускной способностью.

Актуальной научно-технической задачей является разработка методов обработки сигналов, способных совместно и согласованно решать указанные проблемы за счет применения:

- Матричного преобразования на основе произведения Кронекера для расширения окна декодирования при оценке на высоких уровнях частотного рассогласования без увеличения длительности символа,

- Адаптивного предкодирования с использованием произведения Кронекера по оптимизированным параметрам полезных данных, а также формирующих фильтров с применением окна Тьюки для снижения уровня PAPR.
- Принципов голографического кодирования, которые применяются в рамках формирования защитных интервалов (уникальных слов (UW)), а также пилот-сигналов для повышения точности синхронизации и сокращения объема служебной нагрузки.

Эта задача определяет научную направленность диссертационной работы.

1.9 Выводы по первой главе

1. Проведен критический анализ теоретических основ функционирования гибридных систем связи. Выделены ключевые проблемы интеграции: высокий доплеровский сдвиг, низкое отношение сигнал/шум, нестабильность гетеродинов и повышенные требования к энергоэффективности и пропускной способности.
2. Выполнен сравнительный анализ схем физического уровня, охватывающий классические форматы OFDM, DFT-s-OFDM и их модификации с детерминированными защитными интервалами (UW-, ZT-структуры) а также альтернативные методы модуляции AFDM и OTFS. Отмечено, что доминирование классических OFDM-решений, продиктованное требованиями по обратной совместимости сетей связи, в условиях гибридизации требуют модернизации и адаптации для эффективной работы в условиях спутниковых каналов.
3. При исследовании архитектуры опорных структур кадра обосновывается переход от классического циклического префикса к структурам уникальных слов и зануленных хвостов. Отмечено, что применение детерминированных защитных интервалов позволяет

сузить спектральную локализацию и подавить внеполосные излучения по сравнению со стандартными циклическими префиксами.

4. Систематизация существующего корреляционного аппарата оценки частотного рассогласования по опорным структурам сигнала выявила, что известные методы фундаментально ограничены. Это ограничение выражается в конечности диапазона однозначной оценки, который еще и сужается при резком росте дисперсии ошибки вследствие низкого уровня с/ш и экстремального доплеровского сдвига, характерных для спутниковых каналов.
5. Обобщение подходов к снижению уровня пик-фактора показало, что существующие методы сводятся к компромиссам. Снижая пик-фактор, данные методы либо заставляют деградировать помехоустойчивость (из-за нелинейных воздействий на сигнал), либо резервируют ресурсы канала под передачу избыточной служебной информации. Это ведет к росту вычислительной нагрузки и снижению спектральной эффективности.
6. В качестве перспективного метода повышения помехоустойчивости служебной информации рассмотрены принципы голографического кодирования.
7. На основании проведенного анализа выявлены ключевые недостатки известных решений, на основании которых сформулированы цели и задачи, а также обоснована научная новизна диссертационного исследования.

2 Разработка методов оценки и компенсации частотного рассогласования, снижения уровня пик-фактора в гибридных сетях связи

2.1 Разработка алгоритмов оценки частотного рассогласования

2.1.1 Использование произведения Кронекера в методах оценки частотного рассогласования

Для повышения точности частотного рассогласования и его компенсации при высоких значениях отклонения несущих частот. предлагается разработать методы оценки на основе использования произведения Кронекера.

Использовать произведение Кронекера в данном случае предлагается в качестве усиления известных методов (рисунок 2.1.1.1).



Рисунок 2.1.1.1 – Блок-схема алгоритма программы по оценке частотного рассогласования

Для повышения точности оценки в условиях высоких уровней частотного рассогласования предлагаются алгоритмы, отличающиеся локальным преобразованием опорных структур сигнала, которые

используются для корреляционного анализа, построенным на основе итерационного применения операции произведения Кронекера.

На первом этапе после выполнения грубой оценки частотного сдвига в опорные структуры сигнала вносится матричное преобразование. Данное преобразование переводит опорные структуры в новый ортогональный базис, где каждый выходной элемент является линейной комбинацией всех исходных входных отсчётов. Это эквивалентно увеличению числа независимых наблюдений при неизменной длине сигнала. В новом базисе полезный сдвиг становится более заметным, а влияние шума – менее выраженным, что повышает отношение сигнал/шум (SNR) в оценках. Блок-схема алгоритма повышения эффективности оценки и компенсации частотного рассогласования представлена в приложении А.

Важно подчеркнуть, что данное преобразование применяется исключительно на этапе оценки, является предварительным этапом обработки данных – операцией умножения вектора отсчётов опорной структуры на унитарную матрицу K размера $N_{ref} \times N_{ref}$, где N_{ref} — длина опорной структуры (циклического префикса N_{CP} или количества пилот-сигналов N_P). В структуру передаваемого сигнала изменений не вносится, не меняется и асимптотическая вычислительная сложность алгоритмов оценки частотного рассогласования.

Компьютерная экспериментальная проверка времени выполнения программы в модели MATLAB на одном и том же ПК показала, что внедрение преобразования Кронекера в программную увеличивает время выполнения алгоритма оценки частотного рассогласования на 17%, что является приемлемым для исследовательских задач.

2.1.1.1 Улучшенный метод на основе циклических префиксов с итерационным применением операции произведения Кронекера

Как и в классическом случае, оценка частотного рассогласования основана на фазовой разности между циклическим префиксом длиной N_{CP} и соответствующей частью OFDM-символа, сдвинутой на $N = N_{fft}$ отсчётов [31].

Однако для повышения устойчивости к шуму и неоднозначности фазы при высоких значениях частотного рассогласования предлагается локальное преобразование отсчётов с помощью унитарной матрицы $K \in {}^{N_{CP} \times N_{CP}}$, построенной на основе итерированного произведения Кронекера базовой 2×2 матрицы:

$$\mathrm{K} = \underbrace{\mathrm{K}_0 \otimes \mathrm{K}_0 \otimes \ldots \otimes \mathrm{K}_0}_{L}, \; N_{CP} \approx 2^L \text{ где } \mathrm{K}_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{j\theta_1} & e^{j\theta_2} \\ e^{j\theta_3} & e^{j\theta_4} \end{bmatrix} \qquad (2.1.1.1.1)$$

Выбор фаз θ_i адаптируется в зависимости от предварительной оценки уровня частотного рассогласования. Пусть $y_{CP} = \left[y[n] \right]_{n=1}^{N_{CP}}$ - вектор отсчётов циклического префикса, а $y_{data} = \left[y\left[n + N_{fft} \right] \right]_{n=1}^{N_{CP}}$ - вектор отсчётов соответствующего фрагмента данных (копии CP в полезной части OFDM-символа) [18].

Тогда предлагаемый подход представлен выражением (2.1.1.1.2):

$$\hat{\varepsilon}_{kron} = \frac{1}{2\pi} \arg\left\{ \left(K y_{data} \right)^H \left(K y_{CP} \right) \right\} \qquad (2.1.1.1.2)$$

Такая модификация не изменяет диапазон оценки $\hat{\varepsilon} \in \left[-0.5, 0.5 \right)$, но значительно повышает точность оценки и расширяет тем самым окно декодирования сигнала при $\left| \varepsilon \right| > 0.45$ за счёт расширенного фазового базиса и уменьшенной чувствительности к шуму. Краткая оценка вычислительной

сложности приведена в разделе 2.1.1, как уже было заявлено выше, предложенная надстройка не влияет на асимптотическую вычислительную сложность алгоритма, оставляя ее приемлемой с точки зрения реализации на бортовых DSP (цифровых сигнальных процессорах) и ПЛИС (программируемых логических интегральных схемах) [18].

2.1.1.2 Улучшенный метод на основе преамбул с итерационным применением операции произведения Кронекера

Метод по-прежнему основан на передаче двух последовательных идентичных обучающих символов в преамбуле. Однако вместо прямого вычисления фазовой разности между $Y_1[k]$ и $Y_2[k]$ [31], предлагается трансформировать временные отсчёты символов перед применением быстрого преобразования Фурье. Пусть $y_1, y_2 \in {}^{N_m}$ – векторы двух последовательных OFDM-символов. Применим к ним Кронекер-преобразование:

$$\tilde{y}_1 = \mathrm{K}y_1, \tilde{y}_2 = \mathrm{K}y_2 \qquad (2.1.1.2.1)$$

где $\mathrm{K} \in {}^{N_m \times N_m}$ строится по тому же принципу, что и в выражении (2.1.1.1.1).

В дальнейшем вычисляются спектры $\tilde{y}_1$ и $\tilde{y}_2$:

$$\tilde{Y}_1[k] = FFT(\tilde{y}_1), \tilde{Y}_2[k] = FFT(\tilde{y}_2) \qquad (2.1.1.2.2)$$

В таком случае оценка усовершенствованным преамбульным методом рассчитывается так:

$$\hat{\varepsilon}_{kron} = \frac{1}{2\pi} \arg\left\{ \sum_{k=0}^{N_m-1} \tilde{Y}_2[k] \tilde{Y}_1^*[k] \right\} \qquad (2.1.1.2.3)$$

Такой подход обеспечивает более устойчивую корреляцию при высоких уровнях частотного рассогласования и низком отношении сигнал/шум, сохраняя при этом совместимость с исходной архитектурой метода Moose. Оценка вычислительной сложности приведена в разделе 2.1.2.

2.1.1.3 Улучшенный метод на основе пилот-сигналов с итерационным применением операции произведения Кронекера

Базовый алгоритм Classen опирается на передачу двух последовательных OFDM-символов, несущих априорно известные пилот-сигналы $\{X_p[j]\}$ [31]. На приемнике, после выполнения временной синхронизации и отбрасывания циклического префикса, применяется БПФ с последующим извлечением значений пилот-последовательности на позициях $\{Y_1[p_j]\}, \{Y_2[p_j]\}$.

Отличительной чертой предлагаемой модификации является введение этапа локального преобразования извлеченных «пилотов» во временную область:

$$y_{1,p} = IFFT\left(Y_1[p_j]\right), y_{2,p} = IFFT\left(Y_2[p_j]\right) \quad (2.1.1.3.1)$$

$$\tilde{y}_{1,p} = \mathrm{K}_p y_{1,p}, \tilde{y}_{2,p} = \mathrm{K}_p y_{2,p} \quad (2.1.1.3.2)$$

где $\mathrm{K}_p \in$ $^{N_p \times N_p}$ - матрица размера N_p, равного количеству пилот-сигналов.

Затем осуществляется обратный переход в частотную область:

$$\tilde{Y}_1[p_j] = FFT\left(\tilde{y}_{1,p}\right), \tilde{Y}_2[p_j] = FFT\left(\tilde{y}_{2,p}\right) \quad (2.1.1.3.3)$$

Что позволяет сформировать итоговую оценку:

$$\hat{\varepsilon}_{kron} = \frac{1}{2\pi}\arg\left\{\sum_{j=0}^{N_p-1} \tilde{Y}_2[p_j] X_p^*[p_j] \cdot \tilde{Y}_1^*[p_j] X_p[p_j]\right\} \cdot \frac{N_{fft}}{N_{ofdm}} \quad (2.1.1.3.4)$$

По сути, пилот-сигналы так накапливают энергию на фоне шума, повышая отношение с/ш. Чем выше отношение, тем проще оценивать рассогласование по опорным структурам в условиях сложных каналов «спутник-Земля» и «Земля-спутник».

2.1.1.4 Внедрение методов статистической постобработки в методы оценки и компенсации частотного рассогласования

Анализ корреляционных алгоритмов оценки частотного рассогласования выявил их уязвимость на краях диапазона однозначности. По мере приближения оцениваемого сдвига к предельным значениям $|\hat{\varepsilon}| \to 0.5$ резко возрастает дисперсия оценки. Возникает это из-за двух причин: нелинейности арктангенсных преобразований в фазовых детекторах (проявляются фазовые скачки, возникают проблемы с процедурой развертывания фазы) и недостатка статистических выборок для оценки высоких значений доплеровских сдвигов и частотного рассогласования.

При условии, что модуль предварительной оценки $\left|\varepsilon_{prel}\right| \geq 0.5$, возникает риск фазовых неоднозначностей (скачков на 2π) между соседними поднесущими. Для устранения этих искусственных разрывов применяется коррекция фазовых скачков: к разностям фаз между поднесущими добавляется $\pm 2\pi$. Это предотвращает резкий рост ошибки у границы диапазона $|\varepsilon| \approx 0.5$ и позволяет расширить окно однозначного декодирования.

Далее строится гистограмма распределения фазовых сдвигов, и определяется доминирующее значение – мода распределения. Это позволяет отбросить статистические выбросы, вызванные локальными замираниями канала, и выбрать наиболее вероятное значение сдвига. Отметим, что в стандартных методах используется не мода, а среднее арифметическое, что уже ухудшает оценку.

На заключительном этапе выполняется взвешенное усреднение, которое позволяет учесть надёжность каждого отсчёта: отсчётам с большей амплитудой (менее подверженным шуму и замираниям) присваивается больший вес. В результате комплексного применения всех этапов

фильтруются негативные эффекты канальных замираний, а точность оценки частотного сдвига существенно повышается.

2.1.2 Результаты моделирования

Имитационное моделирование, направленное на оценку эффективности предложенных модификаций методов оценки и компенсации частотного рассогласования, реализовано в среде Matlab. Сравнительный анализ проводился для технологий OFDM, LFDMA и IFDMA.

Основные параметры моделирования включают: количество поднесущих (512), длину защитного интервала (1/8, 64), схему модуляции 16-QAM. Значение несущей частоты зафиксировано на отметке 4,895 ГГц [56], шаг частотного разнесения – 240 кГц.

Моделирование проводилось в нескольких каналах, обладающих разными свойствами: сценарий АБГШ, многолучевого распространения, а также каналы Райса и Рэлея [18] с замираниями. Для эмуляции условий каналов «спутник-Земля» и «Земля-спутник» добавлены параметры низкоорбитального аппарата: высота орбиты в 600 км, заданная орбитальная скорость в 7556,2 м/с или 27202,32 км/ч [56]. Код программы представлен в приложении Б.

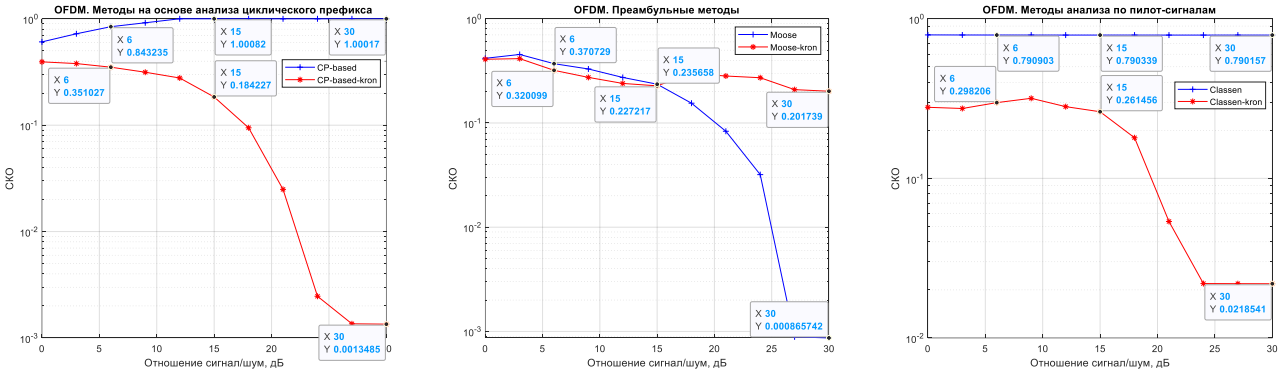


Рисунок 2.1.2.1 – Оценка и компенсация частотного рассогласования для OFDM в канале АБГШ (CFO = 0.5183)

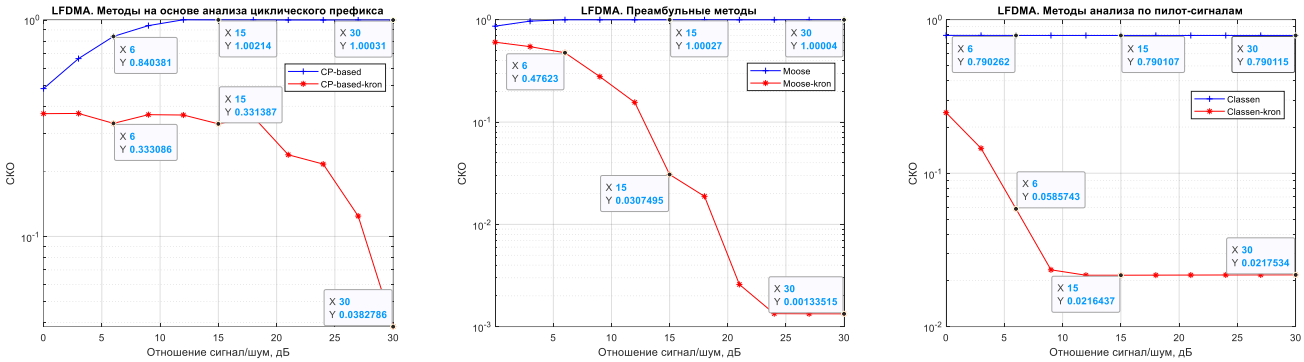


Рисунок 2.1.2.2 – Оценка и компенсация частотного рассогласования для LFDMA в канале АБГШ (CFO = 0.5183)

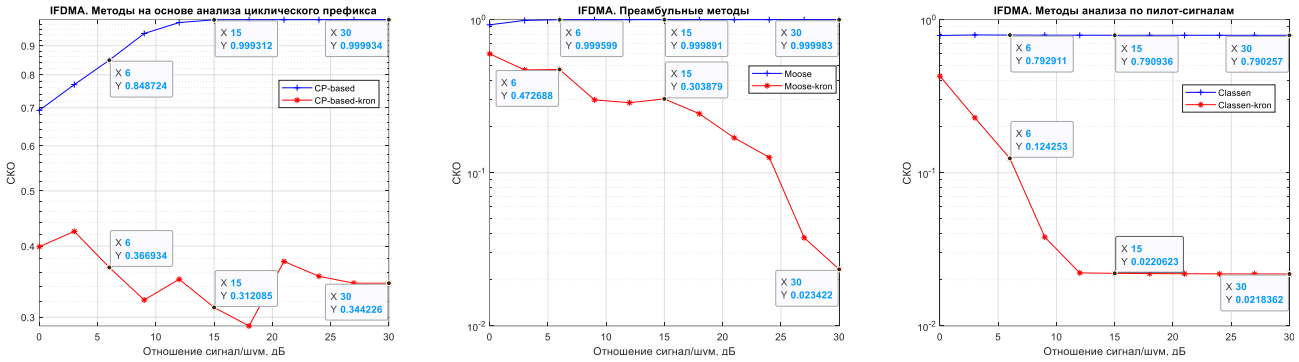


Рисунок 2.1.2.3 – Оценка и компенсация частотного рассогласования для IFDMA в канале АБГШ (CFO = 0.5183)

В условиях канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) CP-based методы с итеративной коррекцией для OFDM демонстрируют наилучшие результаты при высоких значениях отношения сигнал/шум, достигая среднеквадратической ошибки (СКО) порядка 10^{-3} при SNR = 30 дБ. Результаты оценки частотного рассогласования при нормированном его уровне, превышающем 0.5, представлены в сводной таблице 2.1.2.1.

Таблица 2.1.2.1 – Оценка частотного рассогласования в АБГШ канале разными методами

Оценки CFO стандартными и предложенными методами, канал АБГШ	CFO = 0.5183					
	CP-based	CP-based kron	Moose	Moose kron	Classen	Classen kron
OFDM	-0,4794	0,4764	0,4756	-0,4353	-0,3721	0,3728
LFDMA	-0,4812	0,4799	-0,4821	0,4802	-0,3708	0,3711

IFDMA	-0,4802	-0,4557	-0,4823	0,4823	-0,3732	0,3686

Важно отметить, что выбор нормированного значения частотного рассогласования для имитационного моделирования не является произвольным. Данное значение выбрано целенаправленно для тестирования граничных условий: оно находится за пределами теоретического предела однозначной оценки классических методов на основе циклического префикса, а также довольно просто рассчитывается с учетом формулы:

$$\varepsilon = \frac{f_d}{\Delta f} \tag{2.1.2.1}$$

где f_d - значение допплеровского сдвига, Δf - значение частотного разнесения. Безразмерная величина ε показывает, на какую долю расстояния между поднесущими сместился спектр из-за доплеровского эффекта. Такое нормирование обеспечивает универсальность алгоритмов оценки. Значения ε, близкие к границе 0.5, приводят к фазовой неоднозначности и смещённым оценкам из-за неоднородности арктангенса и перескока фаз.

Значение ε подобрано с учетом сценария для НКА на орбите в 600 километров, движущегося со скоростью в 7623 м/с. Передача ведется на частоте 4.895 ГГц, частотное разнесение в системе равно 240 кГц. В таком случае уровень доплеровского сдвига составляет порядка 124.3 кГц, что и дает нормированное значение 0.5183.

Это позволяет наглядно продемонстрировать преимущество предложенного алгоритма с произведением Кронекера и фазовой коррекцией в условиях, когда традиционные методы (Moose, CP-based) теряют устойчивость и дают смещенные оценки, что характерно для сценариев 3GPP NTN с высокими доплеровскими сдвигами на S- и Ka-диапазонах при использовании расширенных поднесущих разносов (240 кГц, см. табл. 1.2.1).

Итеративно корректируемые преамбульные методы оказались наиболее эффективными для LFDMA, также обеспечивая СКО порядка 10^{-3} при высоких SNR. Итеративная коррекция отметилась и в методах на основе пилот-сигналов: быстраях сходимость для LFDMA, достижение устойчивого плато СКО около $2.1 \cdot 10^{-2}$ уже при умеренных значениях SNR = 15 дБ, что делает их привлекательными для систем, функционирующих в условиях ограниченного энергетического потенциала радиолинии.

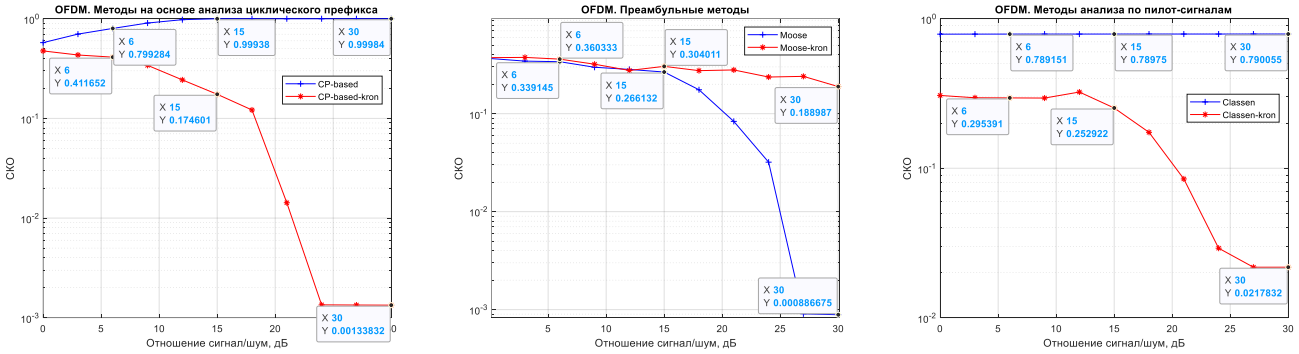


Рисунок 2.1.2.4 – Оценка и компенсация частотного рассогласования для OFDM в многолучевом канале (CFO = 0.5183)

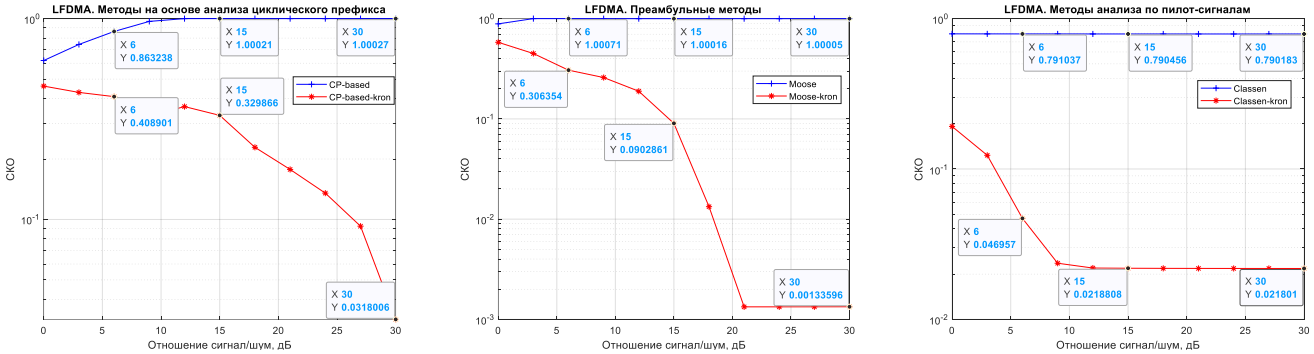


Рисунок 2.1.2.5 – Оценка и компенсация частотного рассогласования для LFDMA в многолучевом канале (CFO = 0.5183)

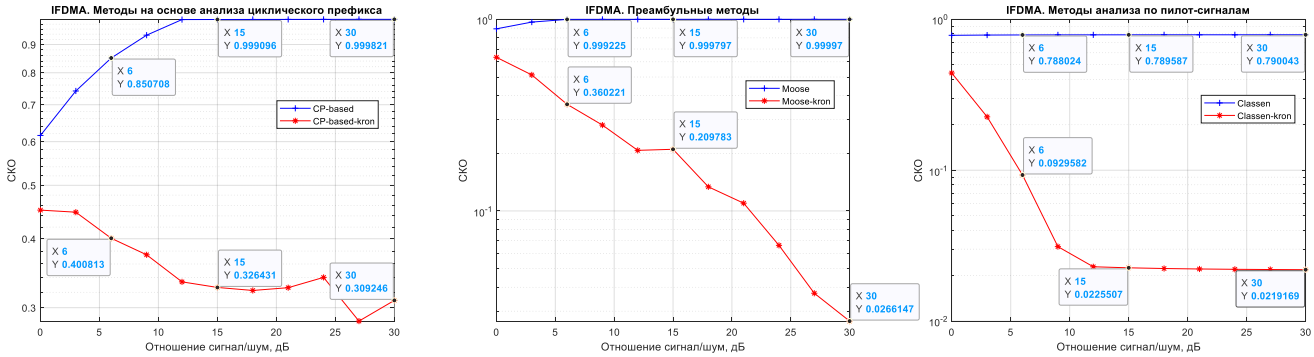


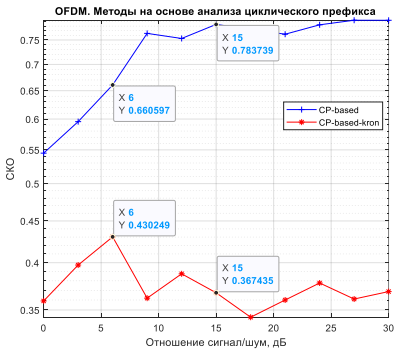
Рисунок 2.1.2.6 – Оценка и компенсация частотного рассогласования для IFDMA в многолучевом канале (CFO = 0.5183)

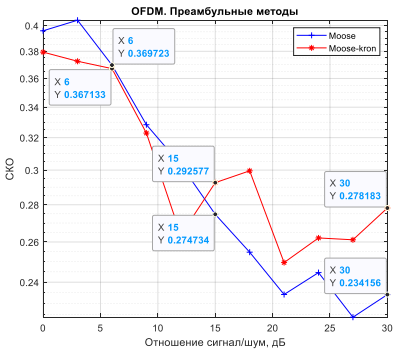
При переходе к многолучевому каналу наблюдается существенное снижение эффективности CP-based методов для технологии IFDMA (СКО остается на уровне 0.31 даже при SNR = 30 дБ), в то время как для OFDM они сохраняют свою высокую точность. Результаты оценки частотного рассогласования при нормированном его уровне, превышающем 0.5, представлены в сводной таблице 2.1.2.2.

Таблица 2.1.2.2 – Оценка частотного рассогласования в многолучевом канале разными методами

Оценки CFO стандартными и предложенными методами, канал многолучевой	CFO = 0.5183					
	CP-based	CP-based kron	Moose	Moose kron	Classen	Classen kron
OFDM	-0,4822	0,4862	0,4710	0,3755	-0,3710	0,3679
LFDMA	-0,4823	0,4824	-0,4815	0,4816	-0,3705	0,3700
IFDMA	-0,4815	-0,0691	-0,4827	0,4821	-0,3717	0,3733

Это объясняется особенностями структуры сигнала IFDMA, где чередующееся распределение поднесущих оказывается более чувствительным к эффектам многолучевого распространения. Преамбульные методы сохраняют высокую эффективность как для OFDM, так и для LFDMA, обеспечивая СКО порядка 10^{-3} при высоких SNR. Методы на основе пилот-сигналов демонстрируют стабильные характеристики для всех трех рассматриваемых технологий примерно на одном уровне точности (СКО около $2.2 \cdot 10^{-2}$ при SNR = 25-30 дБ).





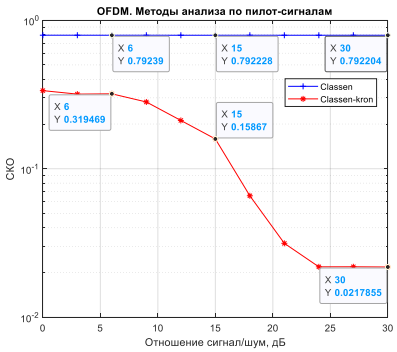


Рисунок 2.1.2.7 – Оценка и компенсация частотного рассогласования для OFDM в канале Райса (CFO = 0.5183)

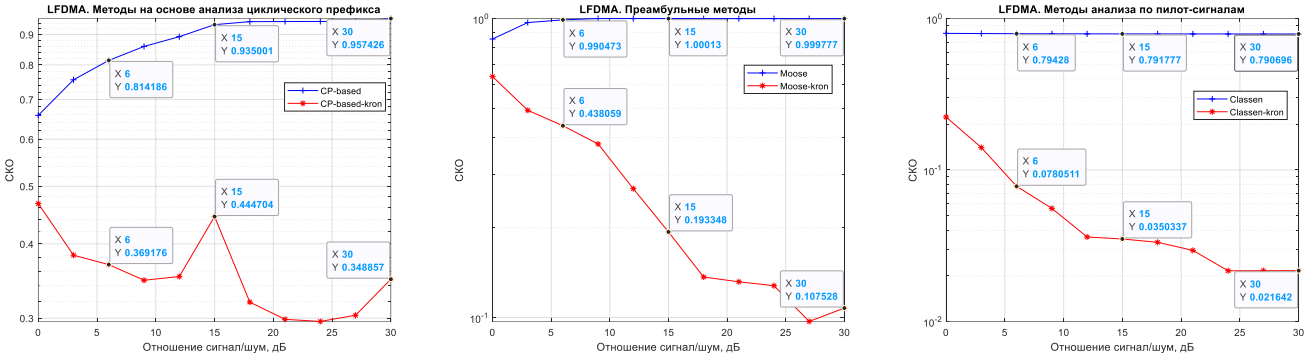


Рисунок 2.1.2.8 – Оценка и компенсация частотного рассогласования для LFDMA в канале Райса (CFO = 0.5183)

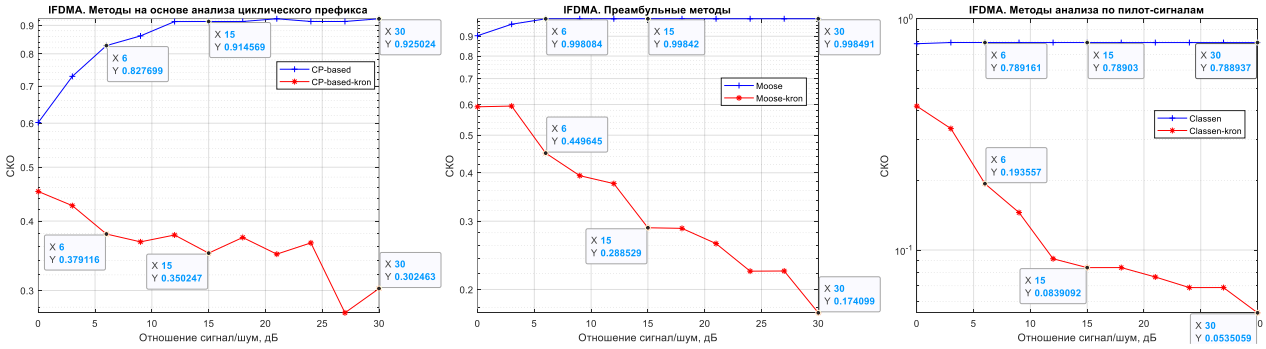


Рисунок 2.1.2.9 – Оценка и компенсация частотного рассогласования для IFDMA в канале Райса (CFO = 0.5183)

Наиболее сложной средой распространения является канал Райса, где наблюдаются немонотонные характеристики зависимости СКО от SNR для всех методов и технологий. Для OFDM при использовании CP-based методов СКО колеблется в диапазоне 0.35-0.43 без явной зависимости от SNR.

Преамбульные методы демонстрируют снижение эффективности для OFDM (СКО около 0.28 при SNR = 30 дБ) при сохранении приемлемой эффективности для LFDMA (СКО около 0.11). В этих сложных условиях наилучшие результаты обеспечивают методы на основе пилот-сигналов, достигая СКО порядка $2.2 \cdot 10^{-2}$ для OFDM и $2.1 \cdot 10^{-2}$ для LFDMA при высоких SNR. Результаты оценки частотного рассогласования при нормированном его уровне, превышающем 0.5, представлены в сводной таблице 2.1.2.3.

Таблица 2.1.2.3 – Оценка частотного рассогласования в многолучевом канале разными методами

Оценки CFO стандартными и предложенными методами, канал Райса	CFO = 0.5183					
	CP-based	CP-based kron	Moose	Moose kron	Classen	Classen kron
OFDM	-0,4700	0,4645	0,4770	0,1048	-0,3712	0,3534
LFDMA	-0,4895	-0,1448	-0,4779	0,4756	-0,3672	0,3467
IFDMA	0,4898	-0,3179	-0,4826	-0,4992	-0,3675	0,3616

Наилучшие результаты были достигнуты при интеграции матричного преобразования и алгоритмов статистической постобработки в метод оценки по пилот-сигналам (Classen). Ниже представлены сводные графики, описывающие результаты имитационного моделирования оценки и компенсации частотного рассогласования стандартным и улучшенным с помощью предложенных алгоритмов методами Classen.

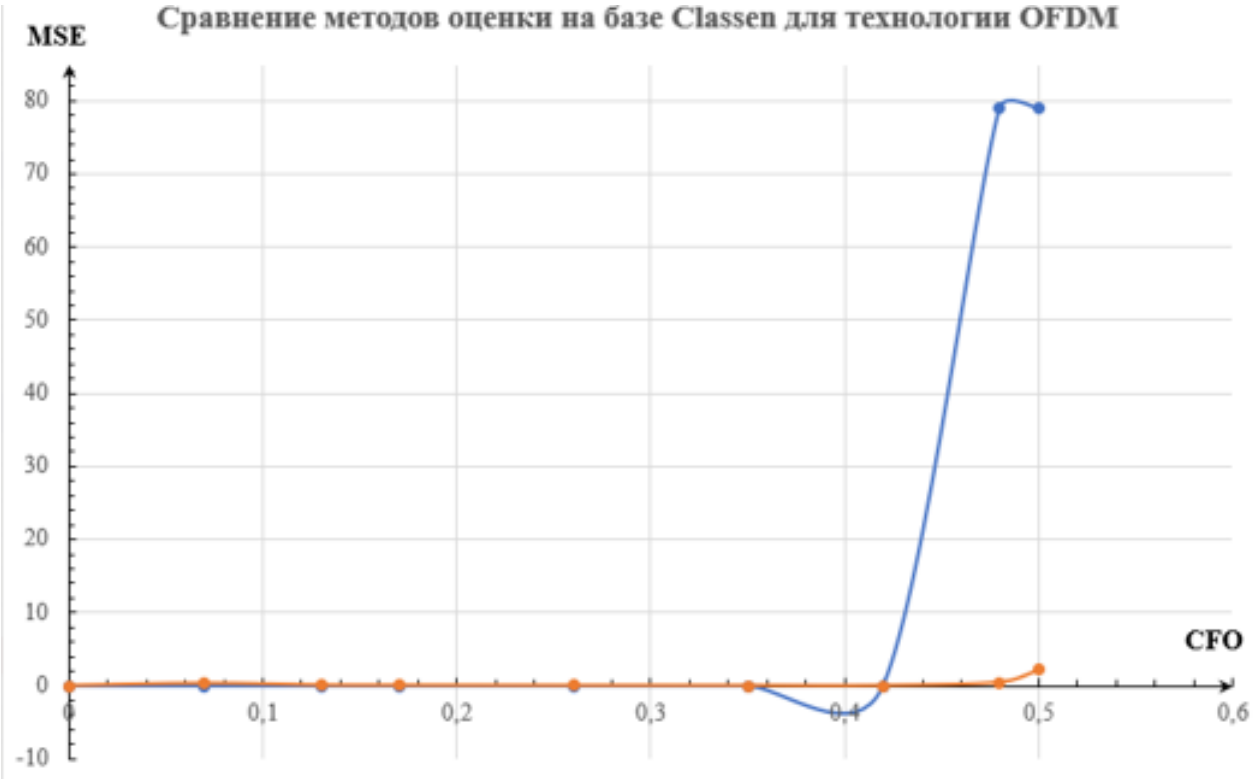


Рисунок 2.1.2.10 – Сводные графики, описывающие зависимость ошибки оценки для разных уровней частотного рассогласования в OFDM для

стандартного метода оценки по пилот-сигналам (синяя кривая) и улучшенного метода оценки по пилот-сигналам (оранжевая кривая)

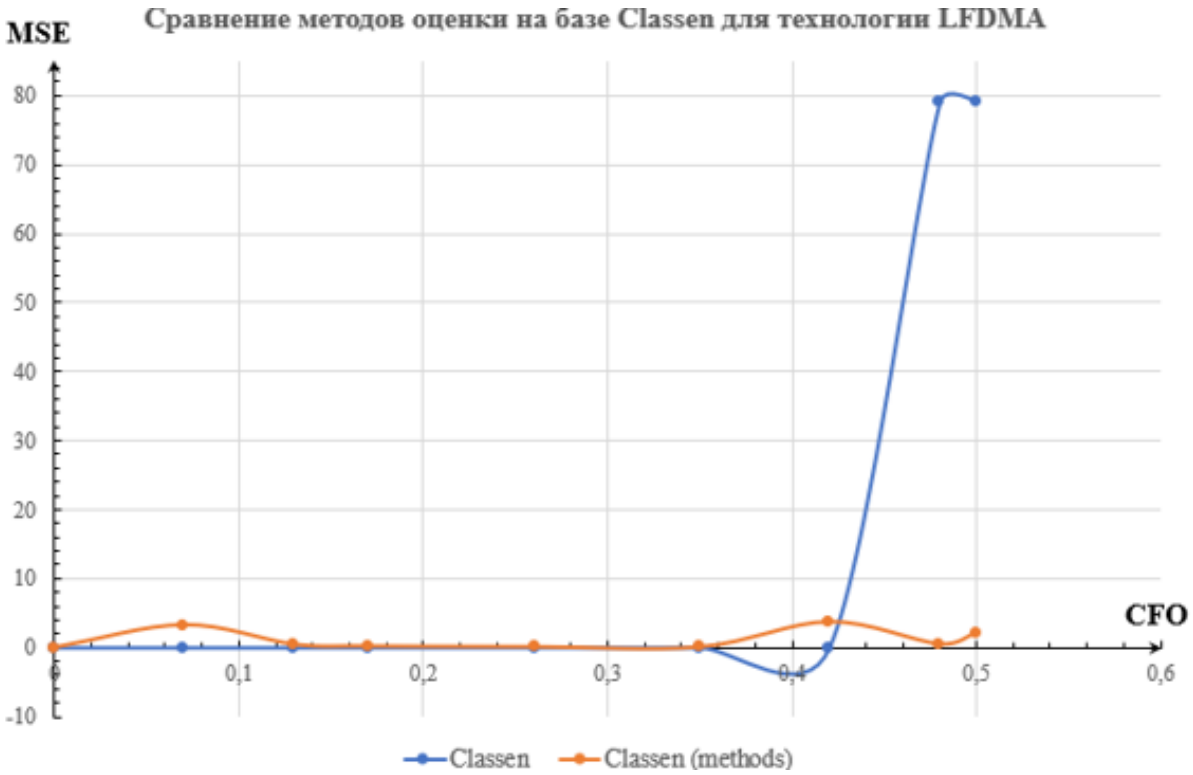


Рисунок 2.1.2.11 – Сводные графики, описывающие зависимость ошибки оценки для разных уровней частотного рассогласования в LFDMA для стандартного метода оценки по пилот-сигналам (синяя кривая) и улучшенного метода оценки по пилот-сигналам (оранжевая кривая)

2.2 Разработка методов снижения уровня пик-фактора

2.2.1 Формат предкодирования на базе произведения Кронекера

Предварительное кодирование – это метод обработки сигналов, используемый в беспроводной связи, в частности, с использованием нескольких антенн (MIMO), для повышения качества и надежности сигнала. Он работает путем изменения фаз и амплитуд сигналов, передаваемых с нескольких антенн, для устранения искажений в канале и оптимизации принимаемого сигнала в приемнике.

По сути, предварительное кодирование формирует передаваемый сигнал таким образом, чтобы он лучше соответствовал характеристикам канала связи, повышая производительность передачи данных.

Предлагаемый метод предкодирования основан на использовании матрицы, построенной с помощью произведения Кронекера из базовой матрицы 2×2 с оптимизированными фазовыми углами [18, 92-93].

Особенностью данного подхода является выбор фазовых углов базовой матрицы, обеспечивающих оптимальное фазовое разнообразие, что важно для точности оценки частотного в условиях спутниковых каналов связи. Базовая матрица предкодирования определяется следующим образом (выражения 2.2.1.1-2).

Выбор фазовых углов $\varphi_{i,j}$ в базовой матрице не является произвольным. Он основывается на анализе таблиц их значений, собранных из условий минимального обеспечиваемого уровня пик-фактора при определенном отношении сигнал/шум.

Вместо использования ресурсоемких итеративных алгоритмов в реальном времени, характерных для классических методов PTS/SLM, пространство возможных состояний (отношение сигнал/шум, целевой уровень пик-фактора, тип канала) было предварительно исследовано методом вычислительного перебора нескольких тысяч комбинаций фазовых углов базовой матрицы 2×2.

Для каждой комбинации оценивалось значение пик-фактора формируемого сигнала. Оптимальные комбинации углов, обеспечивающие минимальное значение пик-фактора для заданных условий, были зафиксированы в таблице. Это позволяет системе на передающей стороне мгновенно применять оптимальную матрицу предкодирования без вычислительных затрат на онлайн-обучение и без необходимости передачи служебной информации на приемник, что критически важно для бортовых спутниковых систем с ограниченными ресурсами.

По результатам экспериментов была сформирована таблица поиска оптимальных комбинаций фаз, обеспечивающих наименьший PAPR.

Представленная в выражениях 2.2.1.1-2 комбинация является одним из вариантов по заданным условиям.

$$\begin{bmatrix} \theta_1 & \theta_2 \\ \theta_3 & \theta_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{11\pi}{30} & -\frac{3\pi}{11} \\ -\frac{\pi}{28} & \frac{\pi}{20} \end{bmatrix} \tag{2.2.1.1}$$

$$B = {}^{1}\!/_{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} e^{-j{}^{11\pi}\!/_{30}} & e^{-j{}^{3\pi}\!/_{11}} \\ e^{-j{}^{\pi}\!/_{28}} & e^{j{}^{\pi}\!/_{20}} \end{bmatrix} \tag{2.2.1.2}$$

Выбор фазовых углов обеспечивает равномерное распределение фаз в комплексной плоскости, улучшая корреляционные свойства сигнала и повышает эффективность методов оценки частотного рассогласования, основанных на корреляции. При этом обеспечивается сохранение энергии сигнала и отсутствие усиления шума, что особенно важно в таких условиях.

Предкодирование применяется ко всему вектору сигнала из N поднесущих путём умножения на матрицу Кронекера размера $N \times N$, построенную как тензорная степень базовой матрицы 2×2. При прямом вычислении такая операция требует N^2 комплексных умножений (262 144 операции для $N = 512$). В таком формате предкодирование представлено в программной модели MATLAB для целей верификации результатов имитационного моделирования. Однако благодаря тензорной структуре произведения Кронекера, при практической реализации алгоритма на специализированных вычислительных платформах (ПЛИС/FPGA, ASIC), использующих быстрые формы преобразования Кронекера, количество операций можно снизить до числа $N \log_2 N$ за счёт декомпозиции, аналогичной быстрому преобразованию Фурье. Это 4 608 операций для того же $N = 512$, что на два порядка меньше прямого вычисления и сопоставимо со сложностью стандартного БПФ. Сравнение вычислительных сложностей с известными методами представлено в таблице 2.2.1.1:

Таблица 2.2.1.1 – Сравнение вычислительной сложность методов снижения PAPR

Метод	Вычисл. слож-ть	Оп-ции при N = 512	Передача доп. инф-ции
PTS	$O\left(W^{V-1}\right)$	$>10^6 npu(V=4,W=8)$	Да
SLM	$\mathrm{O}(M \cdot N\log_2 N)$	$>10^5 npu(M=16)$	Да
Прямое умножение на матрицу Кронекера	$O(N^2)$	262 144	Нет
Потенциальное внедрение в реальные системы	$\mathrm{O}(N\log_2 N)$	4 608	Нет

Перспективным направлением дальнейшего развития предложенного подхода является переход к механизмам их адаптации в реальном времени. В этом случае, при наличии на борту программируемых логических интегральных схем, оптимальные комбинации фазовых углов базовой матрицы могут динамически подстраиваться под текущие условия канала (оценку с/ш, доплеровский сдвиг, тип замираний) с использованием нейросетевых моделей или алгоритмов обучения с подкреплением. Такой подход позволит реализовать истинно адаптивное предкодирование, при котором матрица Кронекера формируется не по заранее рассчитанной таблице, а вычисляется непосредственно в момент передачи.

Схемы формирования матриц предкодирования представлена в приложении В. Схема внедрения предкодирования представлена на рисунке 2.2.1.1.

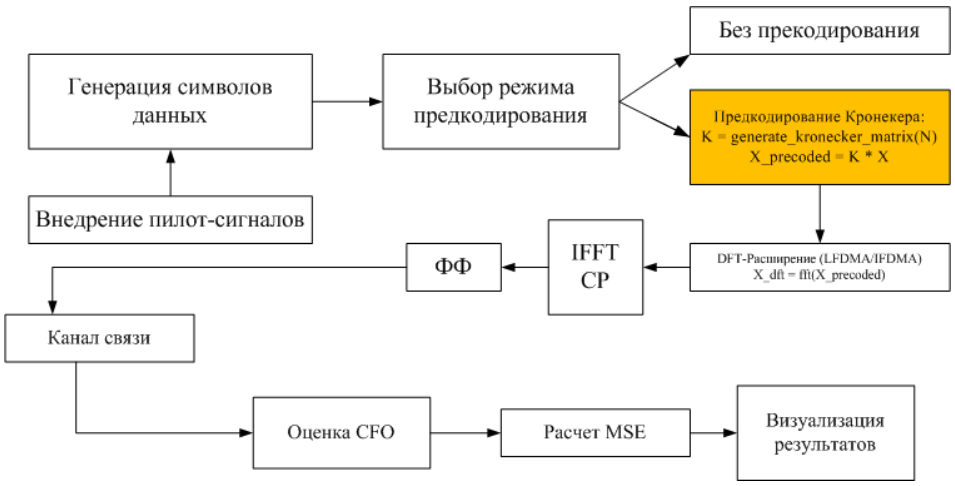


Рисунок 2.2.1.1 – Блок–схема внедрения алгоритма предкодирования

2.2.1.1 Улучшенный фильтр EOBTRC

Вспомним главу 1.5.4, в которой в качестве основы для нового формирующего фильтра рассматривались варианты из семейства BTRC. Прототипом для синтеза нового формирующего фильтра [67, 70] выступает OBTRC [69], содержащий дополнительный параметр n, который позволяет управлять формой импульса. Этот параметр выбирается из условия максимизации отношения сигнал/интерференция (SIR) усреднённо по всем возможным значениям частотного смещения. Важно отметить, что в [69] параметр подобран для BTRC с помощью математического аппарата. Импульсная характеристика OBTRC-фильтра представлена выражением (2.2.2.1).

$$h_{OBTRC}(t)=\begin{cases}\dfrac{1}{T}, & 0\le|t|\le\dfrac{T(1-\alpha)}{2}\\ \dfrac{1}{T}\exp\left(\gamma_n\left(|t|-\dfrac{T(1-\alpha)}{2}\right)^n\right), & \dfrac{T(1-\alpha)}{2}\le|t|\le\dfrac{T}{2}\\ \dfrac{1}{T}\left\{1-\exp\left(\gamma_n\left(\dfrac{T(1+\alpha)}{2}-|t|\right)^n\right)\right\}, & \dfrac{T}{2}\le|t|\le\dfrac{T(1+\alpha)}{2}\end{cases} \qquad (2.2.2.1)$$

где:

$$\gamma_n = -\frac{2n\ln 2}{(\alpha T)^n} \qquad (2.2.2.2)$$

В спутниковых системах, где до определенного порога доплеровский сдвиг может быть определен с высокой точностью [97-98], есть возможность использовать OBTRC-фильтр, оптимизированный для конкретного диапазона доплеровских смещений.

Для снижения уровня пик-фактора и подавления внеполосного излучения в современных системах связи широко применяются оконные функции во временной области. Работа [99] заложила теоретические основы выбора таких функций.

В рамках компьютерного моделирования проводились эксперименты по внедрению разных оконных функций в кусочно-заданную структуру формирующего OBTRC-фильтра на разном уровне. Рассматривались варианты с использованием оконных функций Ханна, Блэкмана-Харриса и Тьюки. Рассматривалось также применения оконных функций как ко всей характеристике фильтра, так и к отдельным составляющим его структуры.

В контексте формирующей фильтрации OFDM-сигналов окно Тьюки обладает критическим преимуществом относительно других подобных функций: наличие «плато» в центральной части гарантирует сохранение ортогональности поднесущих, а плавный спад на краях обеспечивает спектральную локализацию [67].

Важно отметить, что в литературе уже зафиксирован опыт использования окна Тьюки в спутниковых и неназемных системах связи [100-103], однако в описанных работах оно применяется полностью ко всему OFDM-символу для снижения PAPR и OOB в DFT-s-OFDM с нулевым префиксом.

В отличие от представленных работ, предлагаемый подход использует окно Тьюки локально – только в переходных зонах импульсной

характеристики OBTRC. Модификация сохраняет плоскую центральную часть, гарантируя требуемый уровень подавления межподнесущей интерференции. Пик-фактор снижается из-за применения оконной функции только к определенным участкам, которые вносят основной вклад в формирование пиковых выбросов мощности [67].

Математически это реализуется через введение параметра $\mu \in [0,1]$ в выражение 2.2.2.1. Параметр регулирует крутизну переходных процессов через изменения коэффициента сужения α_{Tukey} окна Тьюки:

$$\alpha_{Tukey} = 1 - \mu \tag{2.2.2.3}$$

При $\mu = 1$ модифицированный фильтр тождественен OBTRC. В то же время, при $0 < \mu < 1$ форма импульса меняется, обеспечивает срез пиковых значений ценой допустимой деградации уровня подавления межнесущей интерференции.

Оптимальное значение параметра находится итеративно, оно жестко связано с требуемым уровнем коэффициента спада фильтра. Фактически, предоставляется гибкий инструмент для балансировки между пик-фактором и устойчивостью к межнесущей интерференции, настраиваемый под конкретные требования системы.

Импульсная характеристика EOBTRC задается функцией, определенной на интервале:

$$t \in \left[-\frac{T(1+\alpha)}{2}, \frac{T(1+\alpha)}{2} \right] \tag{2.2.2.4}$$

где T - длительность символа, $\alpha \in (0,1]$ - коэффициент спада (roll-off фактор).

Функция имеет кусочно-заданную структуру, основанную на представлении, описанном в статье [69]. Переходные участки модифицированы множителем на основе окна Тьюки [100-103]:

$$h_{EOBTRC}=\begin{cases}\dfrac{1}{T}, & \\ \dfrac{1}{T}\exp\left(\gamma_n\left(|t|-\dfrac{T(1-\alpha)}{2}\right)^n\right)\cdot w_2(t), & |t|\le t_1,\\ & t_1<|t|\le t_2,\\ & t_2<|t|\le t_3,\\ \dfrac{1}{T}\left[1-\exp\left(\gamma_n\left(\dfrac{T(1+\alpha)}{2}-|t|\right)^n\right)\right]\cdot w_3(t), & \textit{иначе},\\ 0, & \end{cases} \tag{2.2.2.5}$$

Локально применяемые окна Тьюки $w_2(t)$ и $w_3(t)$ описываются системами уравнений (2.2.2.6) и (2.2.2.7):

$$w_2(t)=\begin{cases}\dfrac{1}{2}\left[1+\cos\left(\dfrac{2\pi}{\alpha_{Tukey}}\left(\tau_2-\dfrac{\alpha_{Tukey}}{2}\right)\right)\right], & 0\le\tau_2\le\dfrac{\alpha_{Tukey}}{2}\\ 1, & \dfrac{\alpha_{Tukey}}{2}\le\tau_2\le 1-\dfrac{\alpha_{Tukey}}{2}\\ \dfrac{1}{2}\left[1+\cos\left(\dfrac{2\pi}{\alpha_{Tukey}}\left(\tau_2-1+\dfrac{\alpha_{Tukey}}{2}\right)\right)\right], & 1-\dfrac{\alpha_{Tukey}}{2}\le\tau_2\le 1\end{cases} \tag{2.2.2.6}$$

$$w_3(t)=\begin{cases}\dfrac{1}{2}\left[1+\cos\left(\dfrac{2\pi}{\alpha_{Tukey}}\left(\tau_3-\dfrac{\alpha_{Tukey}}{2}\right)\right)\right], & 0\le\tau_3\le\dfrac{\alpha_{Tukey}}{2}\\ 1, & \dfrac{\alpha_{Tukey}}{2}\le\tau_3\le 1-\dfrac{\alpha_{Tukey}}{2}\\ \dfrac{1}{2}\left[1+\cos\left(\dfrac{2\pi}{\alpha_{Tukey}}\left(\tau_3-1+\dfrac{\alpha_{Tukey}}{2}\right)\right)\right], & 1-\dfrac{\alpha_{Tukey}}{2}\le\tau_3\le 1\end{cases} \tag{2.2.2.7}$$

Поскольку длительность переходных зон зависит от параметров T и α, окно строится не в абсолютном времени, а в нормированных (относительных) временных координатах τ_2 и τ_3, которые линейно отображают время на единичный интервал, соответствующий границам переходных зон [67]:

$$\tau_2 = \frac{|t| - t_1}{t_2 - t_1} \in [0,1] \qquad (2.2.2.8)$$

$$\tau_3 = \frac{t_3 - |t|}{t_3 - t_2} \in [0,1] \qquad (2.2.2.9)$$

где введены следующие обозначения:

$$t_1 = \frac{T(1-\alpha)}{2}; t_2 = \frac{T}{2}; t_3 = \frac{T(1+\alpha)}{2}; \qquad (2.2.2.10)$$

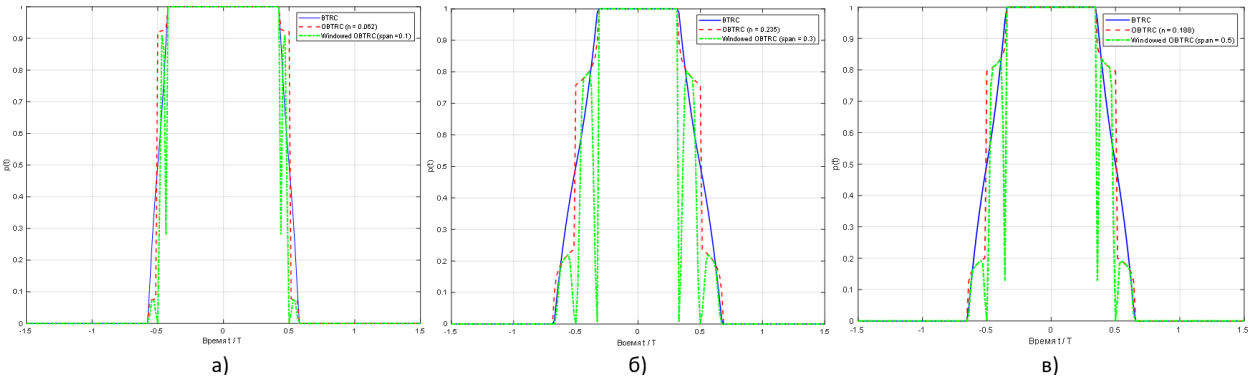


Рисунок 2.2.2.1 – Импульсные характеристики фильтров BTRC, OBTRC и Enhanced OBTRC при а) $\alpha = 0.15$, $\mu = 0.1$; б) $\alpha = 0.35$, $\mu = 0.3$; в) $\alpha = 0.3$, $\mu = 0.5$;

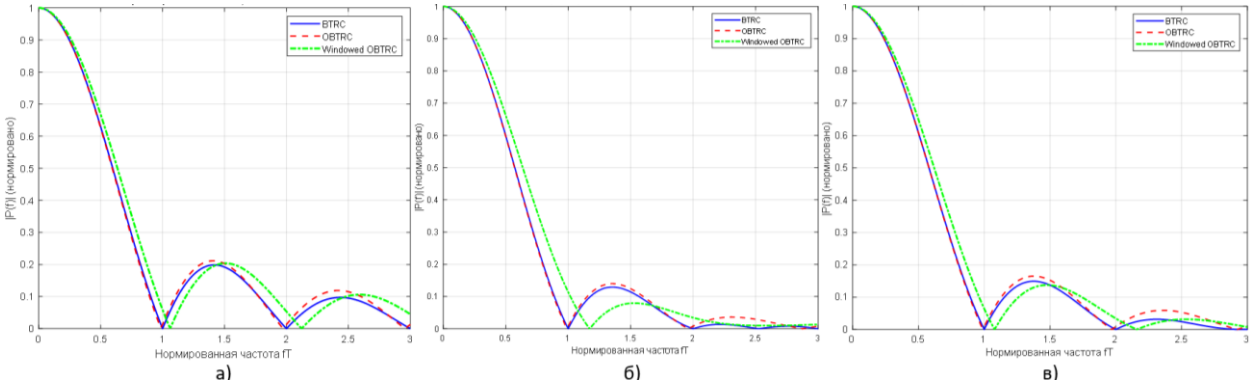


Рисунок 2.2.2.2 – Амплитудно-частотные характеристики фильтров BTRC, OBTRC и Enhanced OBTRC при а) $\alpha = 0.15$, $\mu = 0.1$; б) $\alpha = 0.35$, $\mu = 0.3$; в) $\alpha = 0.3$, $\mu = 0.5$;

Рисунки 2.2.2.1 и 2.2.2.2 иллюстрируют временные и частотные характеристики импульсов BTRC, OBTRC и предложенного Enhanced OBTRC при различных значениях параметра сглаживания μ. Предложенный Enhanced OBTRC модифицирует импульс, изменяя его форму во временной области, оставляя основной лепесток частотной схожим с оным у OBTRC, что гарантирует приемлемое подавление интерференции [67] и работает на компромисс между энергоэффективностью передатчика и спектральной эффективностью системы.

2.3 Результаты моделирования

Компьютерная верификация предложенных алгоритмов снижения пик-фактора и подавления его деградации выполнена методом численного имитационного моделирования в среде Matlab. Исследовалось поведение OFDM, LFDMA и IFDMA при вариативном применении разных формирующих фильтров: от классических RC и RRC до оптимизированных под необходимые условия фильтров семейства BTRC и предложенного в рамках диссертационного исследования фильтра Enhanced OBTRC.

Архитектура модели задана следующими параметрами: размерность БПФ – 512, относительная длина защитного интервала – 1/8 (64 отсчета), схема модуляции – 16-QAM, а также несущая частота (4,895 ГГц) [56].

Для оценки устойчивости алгоритмов к деградации уровня пик-фактора в различных средах использовались несколько моделей каналов, уже ранее отмеченных в имитационных моделях этого диссертационного исследования: канал АБГШ; многолучевой; с райсовским рассеянием; с рэлеевским рассеянием. Для моделирования каналов в спутниковом сегменте подобраны следующие данные: значения скорости движения спутника приняты за 7556,2 м/с или 27202,32 км/ч при высоте орбиты в 600 км. Программный код, описывающий предложенные методы, представлен в приложении Г.

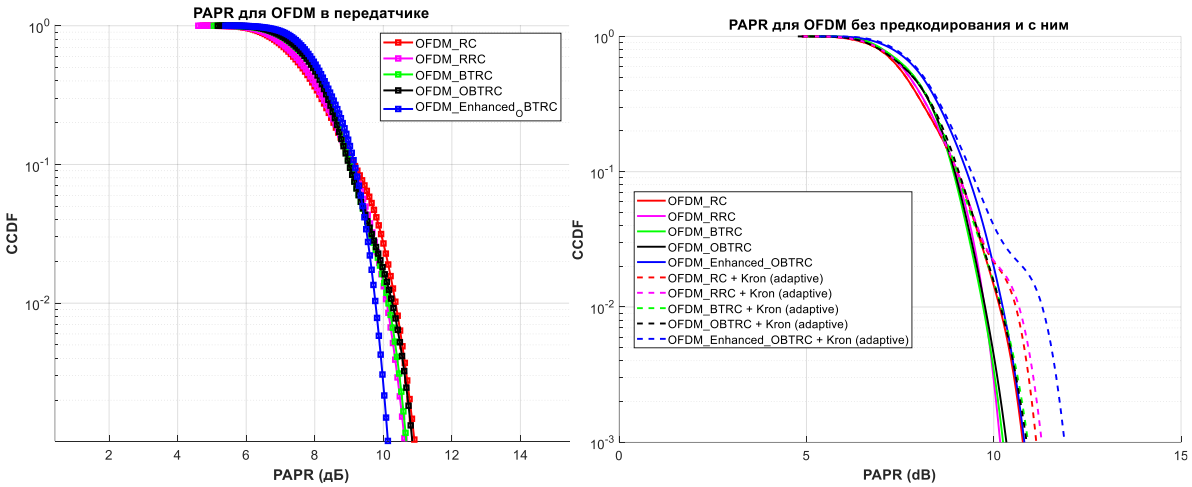


Рисунок 2.3.1 – Пик-фактор на передатчике для OFDM а) без предкодирования; б) сравнение без предкодирования и с ним;

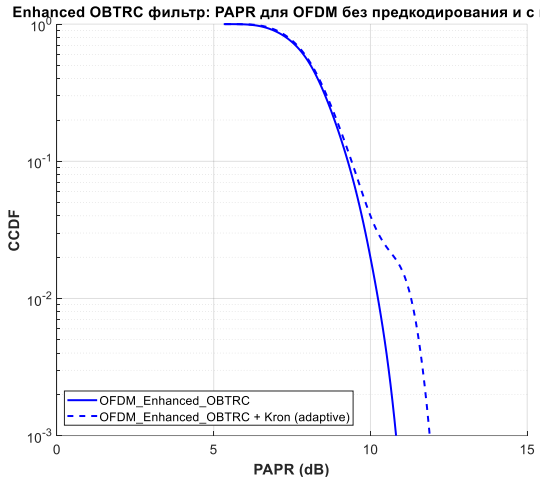


Рисунок 2.3.2 – Пик-фактор на передатчике для OFDM (фильтр EOBTRC)

Представленные графики анализируют пик-фактор (PAPR) для OFDM систем с различными конфигурациями фильтров и методами предкодирования. На первом графике (рис. 2.3.1 (а)) сравниваются базовый OFDM и варианты с разными фильтрами, где Enhanced BTRC обеспечивает наилучшее снижение PAPR до примерно 8.5 дБ при вероятности $10 \cdot 10^{-2}$, в то время как другие варианты показывают значения около 9-10 дБ. Второй график (рис. 2.3.1 (б)) демонстрирует, что адаптивное предкодирование парадоксально ухудшает характеристики PAPR для всех типов фильтрации, а третий график (рис. 2.3.2) конкретизирует, что для фильтра Enhanced OBTRC это ухудшение составляет примерно 1-1.5 дБ при вероятности $10 \cdot 10^{-2}$, что

имеет важное значение для оптимизации передатчиков OFDM, поскольку высокий пик-фактор приводит к нелинейным искажениям и снижению энергетической эффективности усилителей мощности.

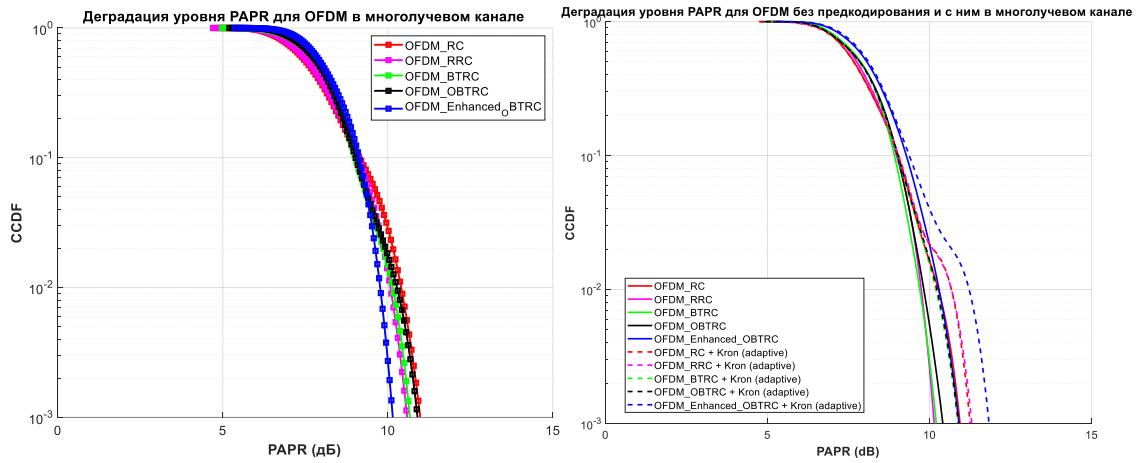


Рисунок 2.3.3 – Деградация пик-фактора в многолучевом канале для OFDM а) без предкодирования; б) сравнение без предкодирования и с ним;

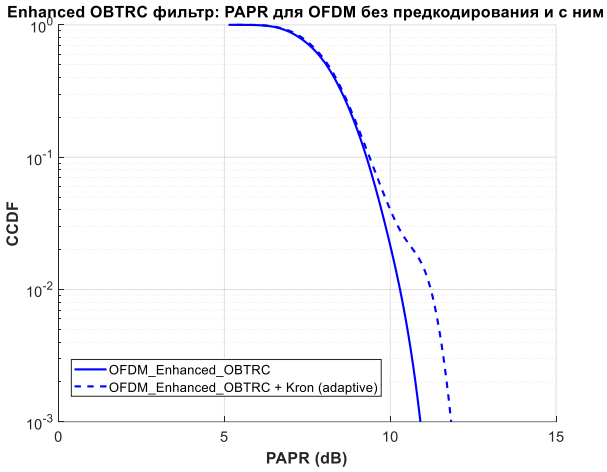


Рисунок 2.3.4 – Деградация пик-фактора в многолучевом канале для OFDM (фильтр EOBTRC)

Из рисунка 2.3.3 (а) следует, что предложенная схема Enhanced OBTRC наиболее эффективна в режиме без предкодирования. Обеспечивается выигрыш по пик-фактору в 0.7 дБ относительно классического RC-фильтра при вероятности 10^{-2}. Однако, в условиях применения предкодирования предложенная схема становится худшей, что видно на рисунках 2.3.3 (б) и 2.3.4. Наименее зависимой от введения режима предкодирования схемой является классический RC-фильтр. Это свидетельствует о наличии жесткого

инженерного компромисса в контексте оптимизации OFDM-систем в каналах с многолучевостью. Требуется тщательный баланс между схемами фильтрации и алгоритмами предкодирования.

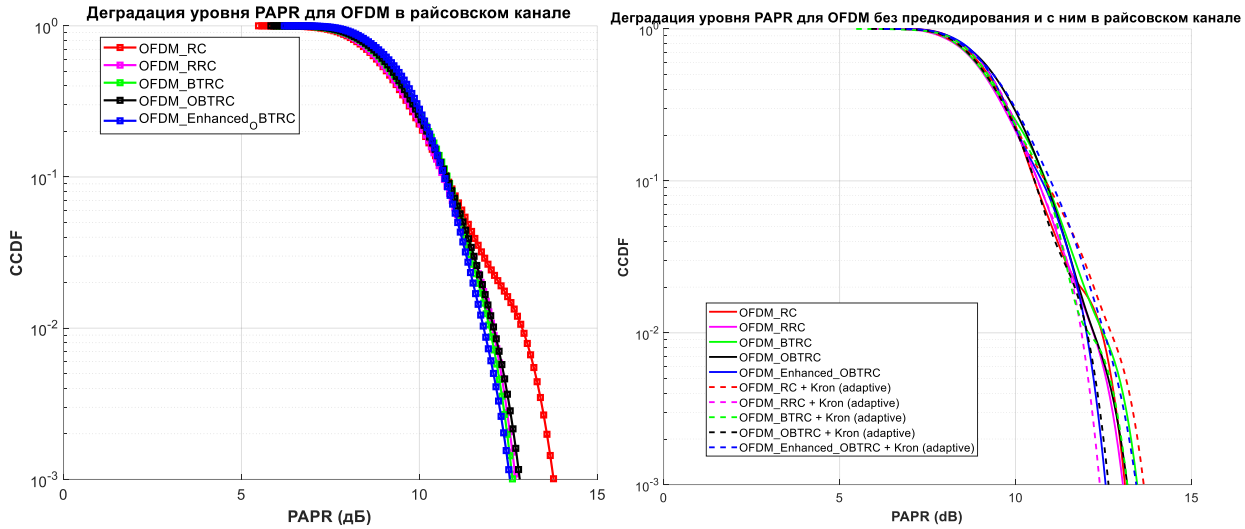


Рисунок 2.3.5 – Деградация пик-фактора в райсовском канале для OFDM а) без предкодирования; б) сравнение без предкодирования и с ним;

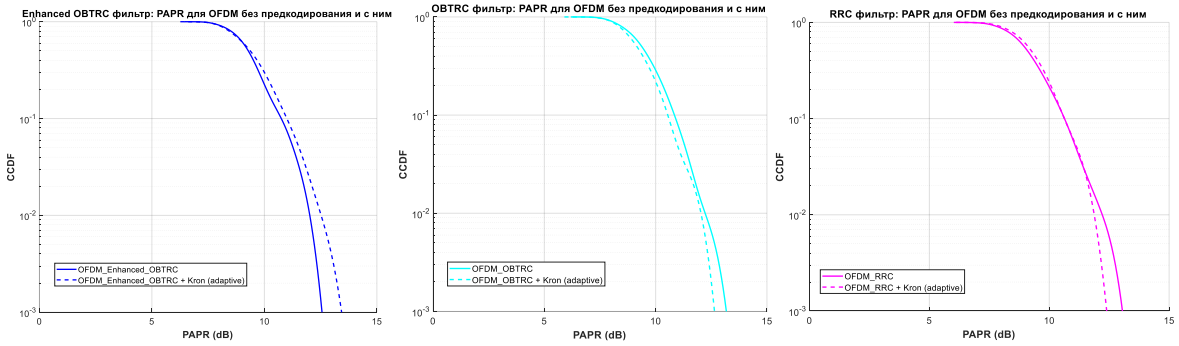


Рисунок 2.3.6 – Деградация пик-фактора в райсовском канале для OFDM: а) фильтр EOBTRC; б) фильтр OBTRC; в) фильтр RRC;

Исследование деградации пик-фактора OFDM в райсовском канале демонстрирует, что Enhanced OBTRC фильтрация обеспечивает наилучшие характеристики PAPR среди всех рассмотренных методов без предкодирования (около 9.8 дБ при вероятности $10 \cdot 10^{-2}$), в то время как RC-фильтр показывает наихудшие результаты с существенным отрывом примерно на 1 дБ от остальных типов фильтрации. Адаптивное предкодирование Кронекера стабильно ухудшает показатели PAPR для всех

типов фильтрации примерно на 0.5-0.7 дБ, что наглядно видно на всех представленных графиках: для Enhanced OBTRC фильтра значение с предкодированием увеличивается до 10.5 дБ, для OBTRC фильтра наблюдается аналогичное ухудшение, а RRC фильтр демонстрирует наибольшие абсолютные значения PAPR - около 11 дБ без предкодирования и 11.5 дБ с предкодированием. Примечательно, что в райсовском канале разница между различными типами фильтрации проявляется более отчетливо по сравнению с многолучевым каналом, особенно для RC-фильтра, а преимущество Enhanced OBTRC без предкодирования становится менее выраженным при использовании адаптивного предкодирования.

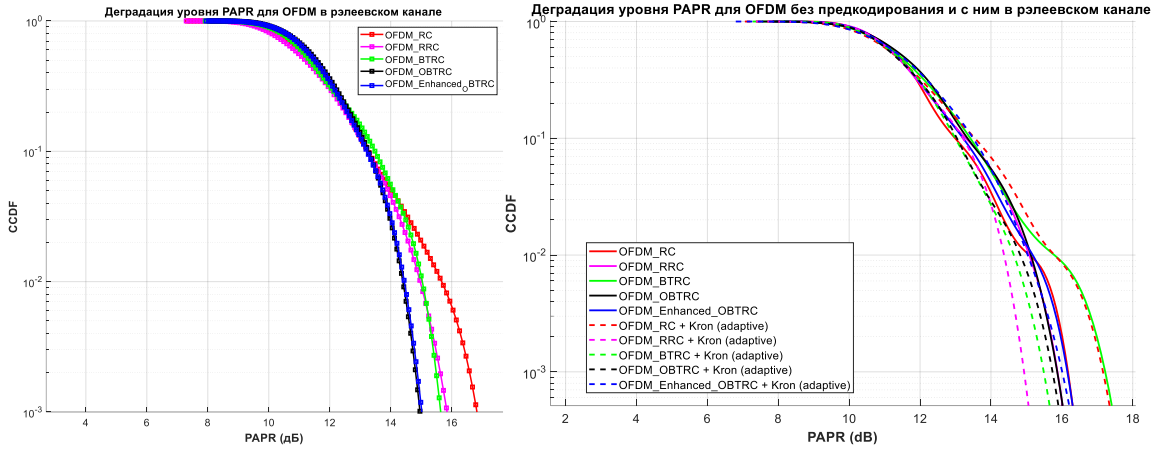


Рисунок 2.3.7 – Деградация пик-фактора в рэлеевском канале для OFDM а) без предкодирования; б) сравнение без предкодирования и с ним;

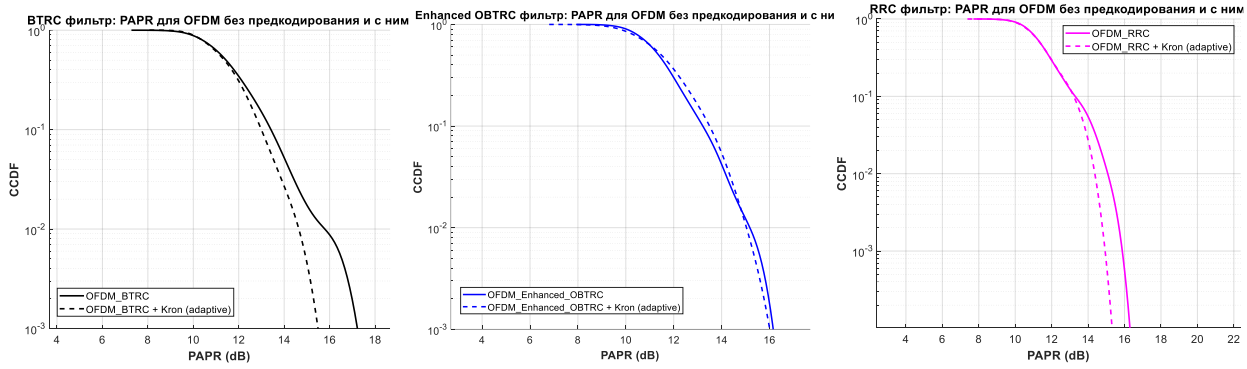


Рисунок 2.3.8 – Деградация пик-фактора в рэлеевском канале для OFDM: а) фильтр BTRC; б) фильтр EOBTRC; в) фильтр RRC;

Анализ деградации пик-фактора OFDM в рэлеевском канале демонстрирует противоположные тенденции по сравнению с райсовским и многолучевым каналами: здесь адаптивное предкодирование Кронекера преимущественно улучшает показатели PAPR, причем наибольший эффект наблюдается для BTRC фильтра - улучшение достигает примерно 2.5 дБ (с 15 дБ до 12.5 дБ при вероятности $10 \cdot 10^{-2}$). Для Enhanced OBTRC и RRC фильтров преимущество предкодирования менее выражено - около 0.5 дБ. В целом рэлеевский канал характеризуется значительно более высокими значениями PAPR (до 15-18 дБ), что существенно превышает показатели в других типах каналов. Среди различных методов фильтрации без предкодирования наилучшие результаты показывают OBTRC и Enhanced OBTRC фильтры, обеспечивая выигрыш до 1.5 дБ при вероятности $10 \cdot 10^{-2}$ по сравнению с наихудшим вариантом (RC-фильтр). Особенно заметна разница между типами фильтрации в рэлеевском канале - до 2 дБ при вероятности $10 \cdot 10^{-3}$, что подчеркивает критическую важность выбора оптимальной конфигурации фильтра и метода предкодирования в зависимости от типа канала передачи OFDM сигнала.

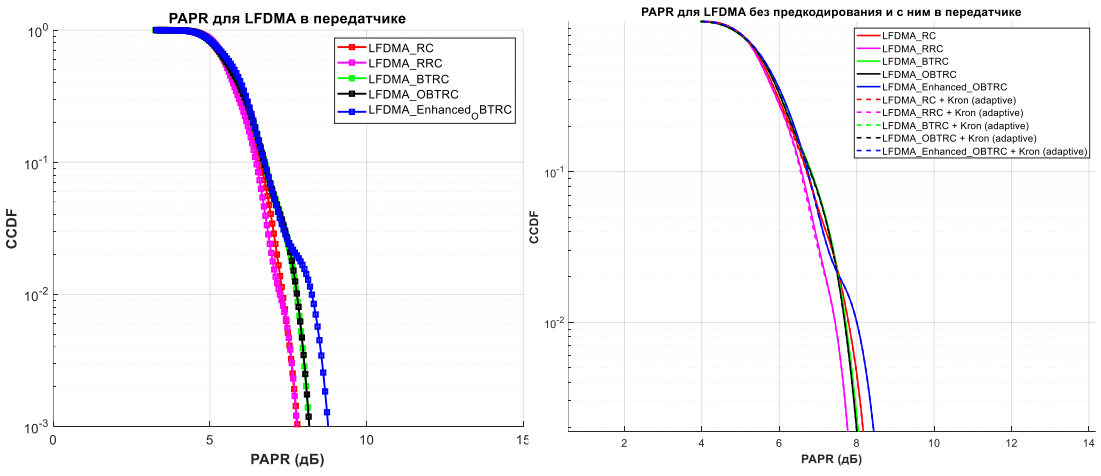


Рисунок 2.3.9 – Пик-фактор на передатчике для LFDMA а) без предкодирования; б) сравнение без предкодирования и с ним;

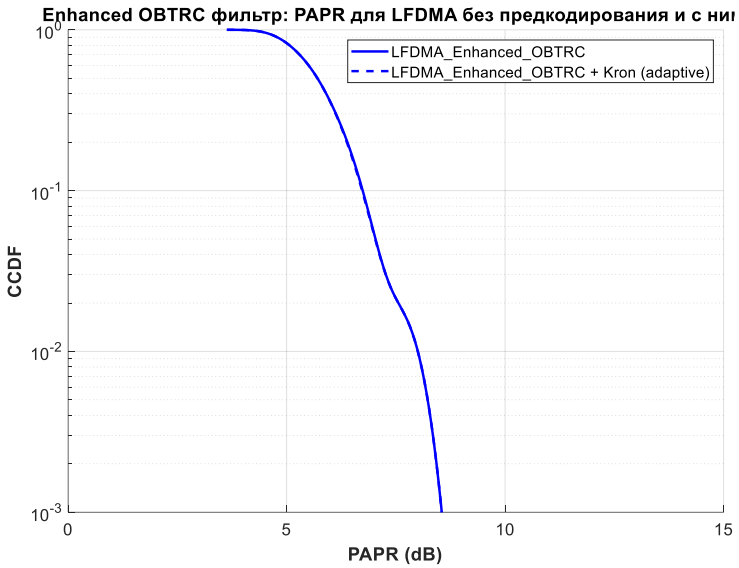


Рисунок 2.3.10 – Пик-фактор на передатчике для LFDMA (фильтр EOBTRC)

Анализ графиков пик-фактора (PAPR) для сигналов LFDMA с различными методами фильтрации демонстрирует, что наилучшие результаты по снижению PAPR показывают фильтры RC и RRC, достигая более низких значений в диапазоне 5-10 дБ, в то время как методы OBTRC, BTRC и Enhanced_OBTRC демонстрируют несколько худшие показатели. На первом графике (рис. 2.3.9) представлена комплементарная интегральная функция распределения для разных типов фильтрации, а правая часть иллюстрирует влияние адаптивного предкодирования Крона (сплошные линии - без предкодирования, пунктирные - с предкодированием), расширяя диапазон значений PAPR примерно от 2 до 14 дБ. Второй график (рис. 2.3.10) детализирует метод Enhanced OBTRC, показывая, что при вероятности 10^-3 он достигает значения PAPR около 10 дБ, что подтверждает существенное влияние различных методов фильтрации на характеристики пик-фактора сигналов LFDMA и указывает на RC/RRC как оптимальный выбор для систем, где критично значение пик-фактора для эффективной работы усилителей мощности в передатчиках.

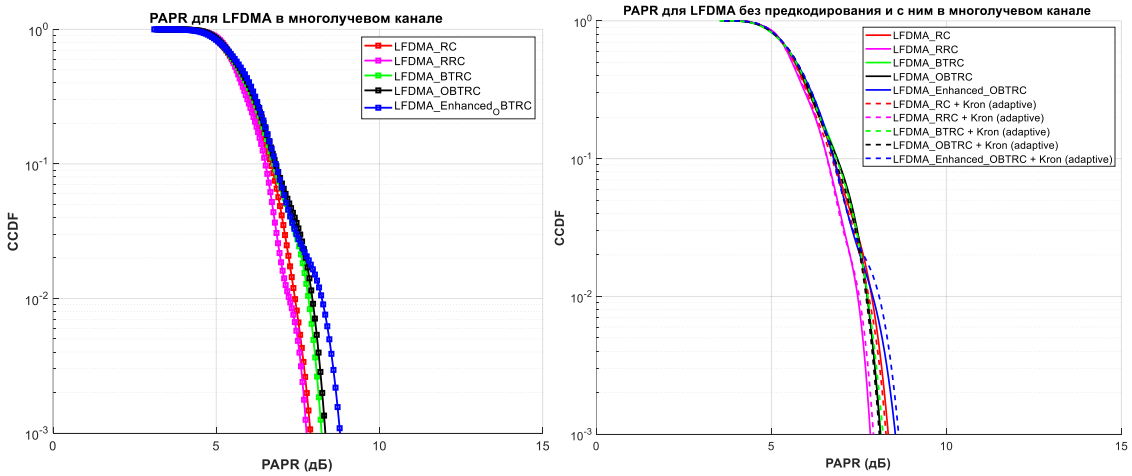


Рисунок 2.3.11 – Деградация пик-фактора в многолучевом канале для LFDMA а) без предкодирования; б) сравнение без предкодирования и с ним;

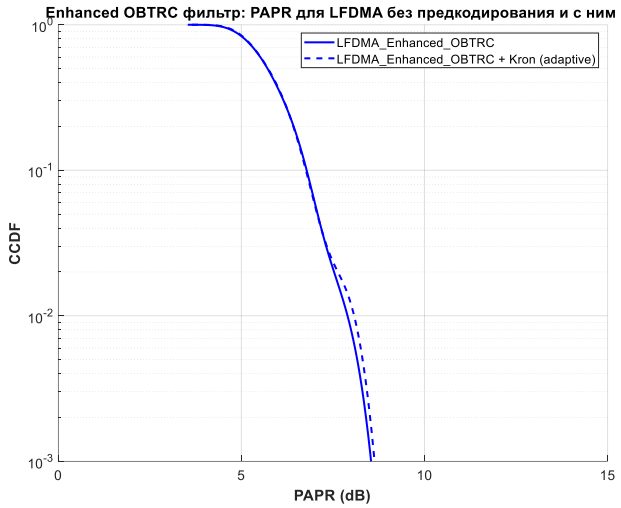


Рисунок 2.3.12 – Деградация пик-фактора в многолучевом канале для LFDMA (фильтр EOBTRC)

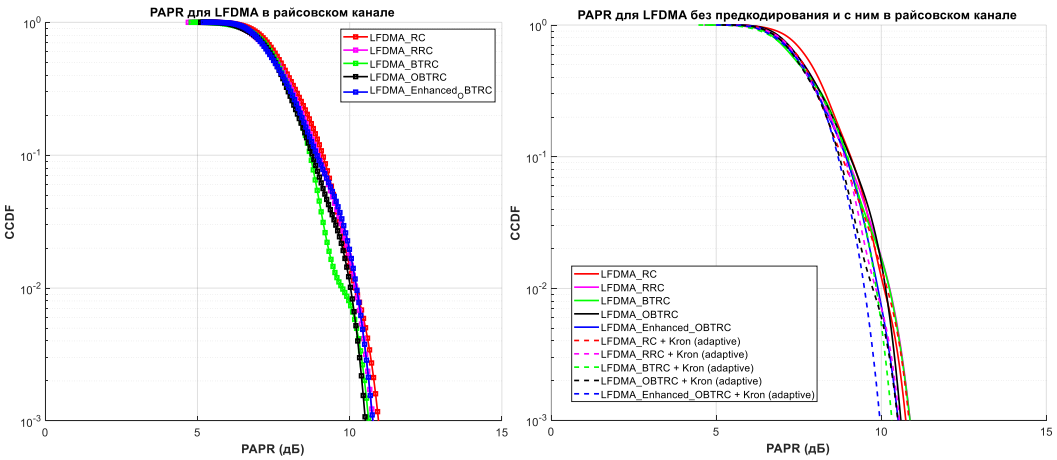


Рисунок 2.3.13 – Деградация пик-фактора в райсовском канале для LFDMA а) без предкодирования; б) сравнение без предкодирования и с ним;

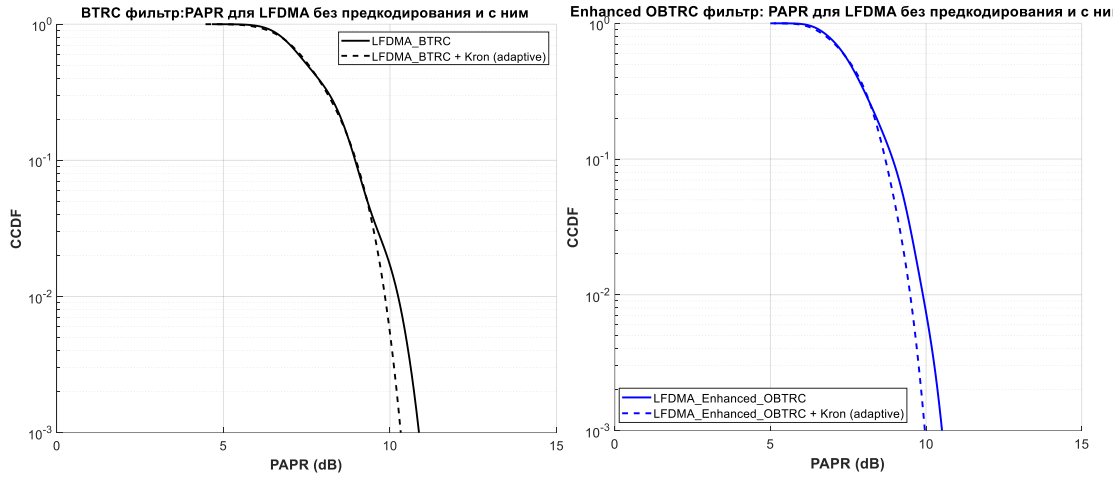


Рисунок 2.3.13 – Деградация пик-фактора в райсовском канале для LFDMA: а) фильтр BTRC; б) фильтр EOBTRC;

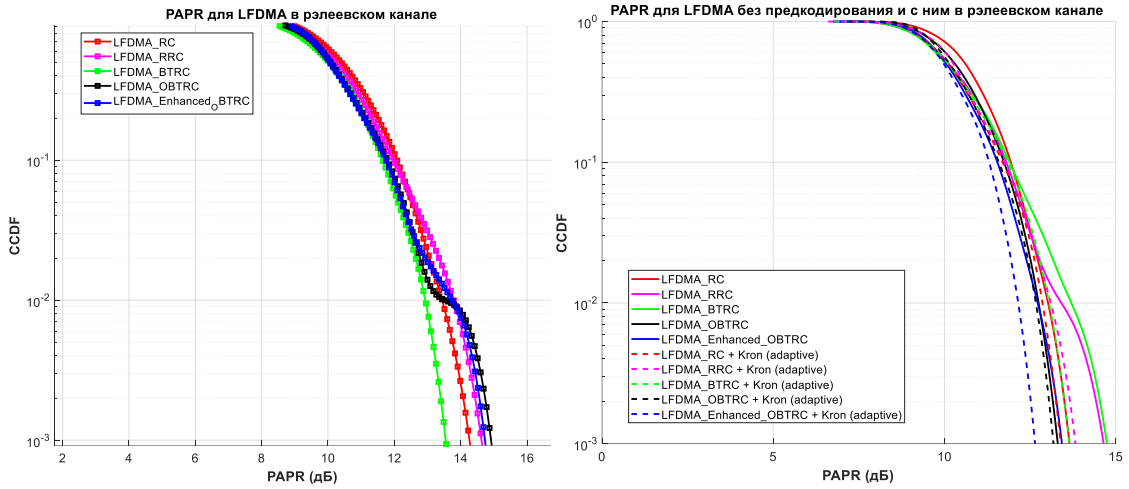


Рисунок 2.3.14 – Деградация пик-фактора в рэлеевском канале для LFDMA а) без предкодирования; б) сравнение без предкодирования и с ним;

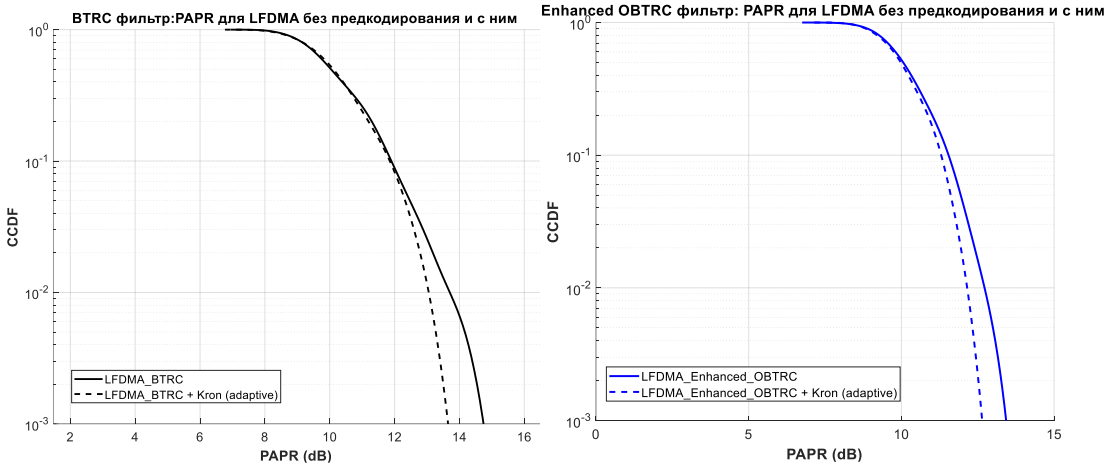


Рисунок 2.3.15 – Деградация пик-фактора в рэлеевском канале для LFDMA: а) фильтр BTRC; б) фильтр EOBTRC;

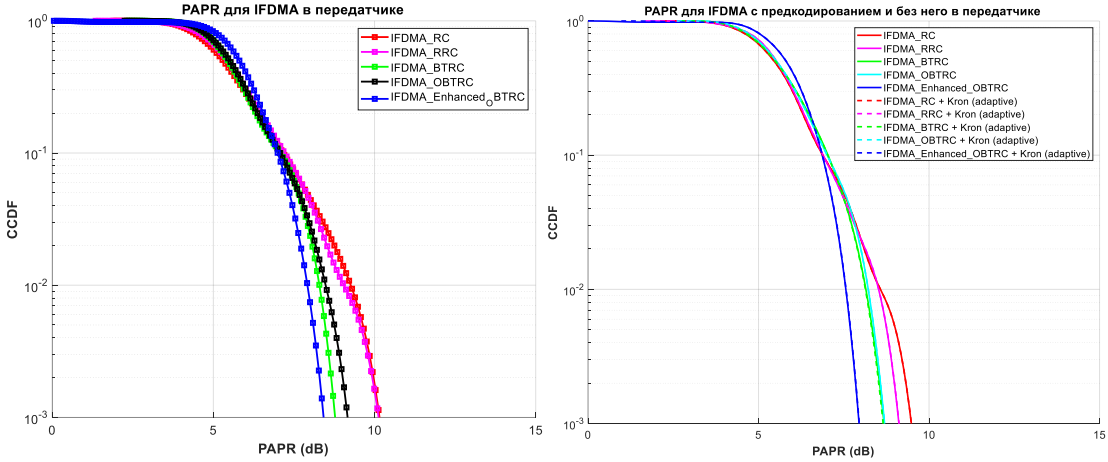


Рисунок 2.3.16 – Пик-фактор на передатчике для IFDMA а) без предкодирования; б) сравнение без предкодирования и с ним;

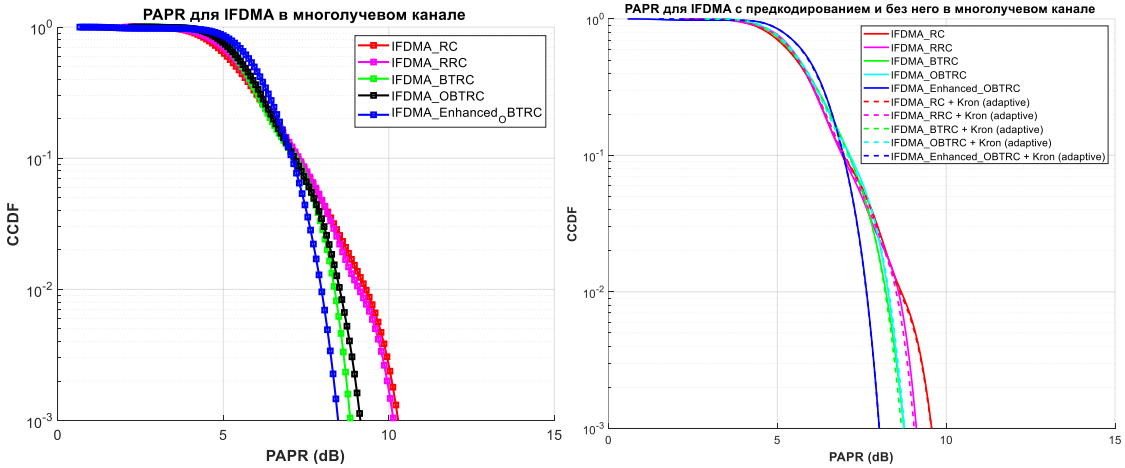


Рисунок 2.3.17 – Деградация пик-фактора в многолучевом канале для IFDMA а) без предкодирования; б) сравнение без предкодирования и с ним;

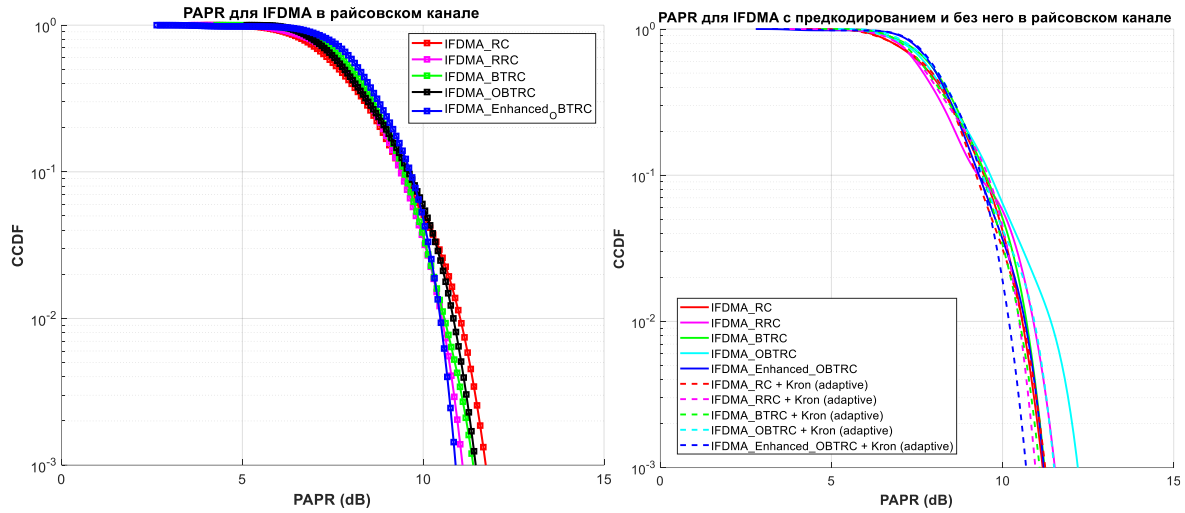


Рисунок 2.3.18 – Деградация пик-фактора в райсовском канале для IFDMA а) без предкодирования; б) сравнение без предкодирования и с ним;

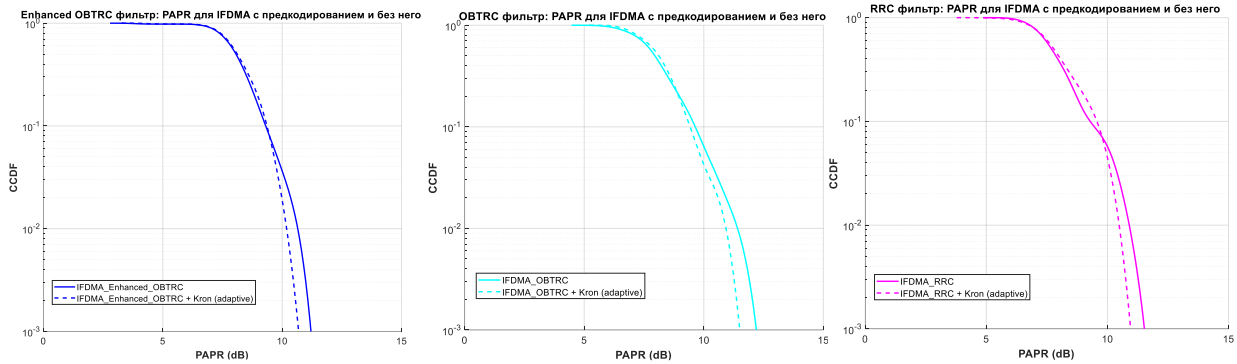


Рисунок 2.3.19. Деградация пик-фактора в райсовском канале для IFDMA: а) фильтр EOBTRC; б) фильтр OBTRC; в) фильтр RRC;

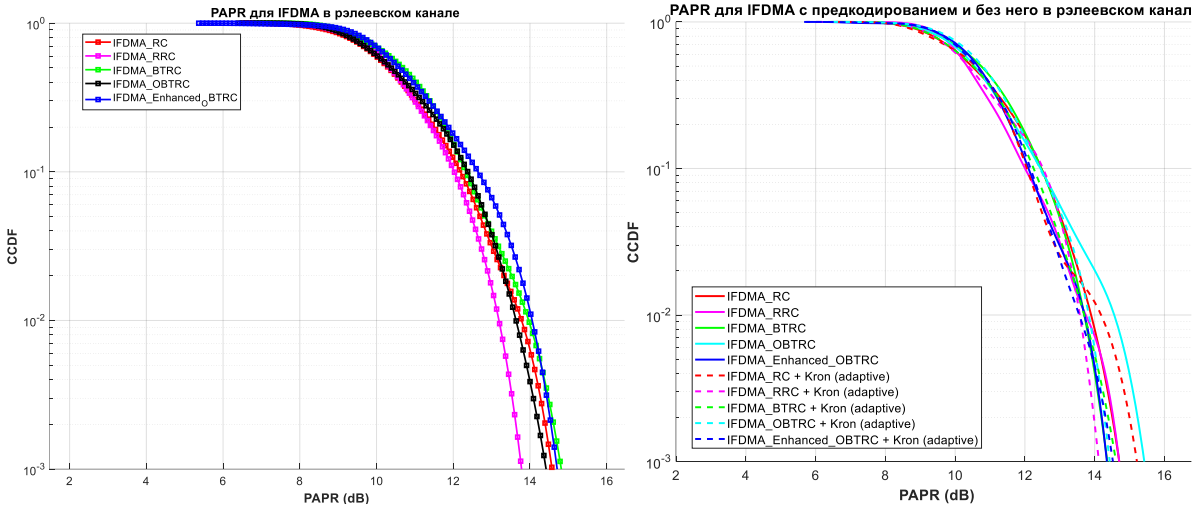


Рисунок 2.3.20. Деградация пик-фактора в рэлеевском канале для IFDMA а) без предкодирования; б) сравнение без предкодирования и с ним;

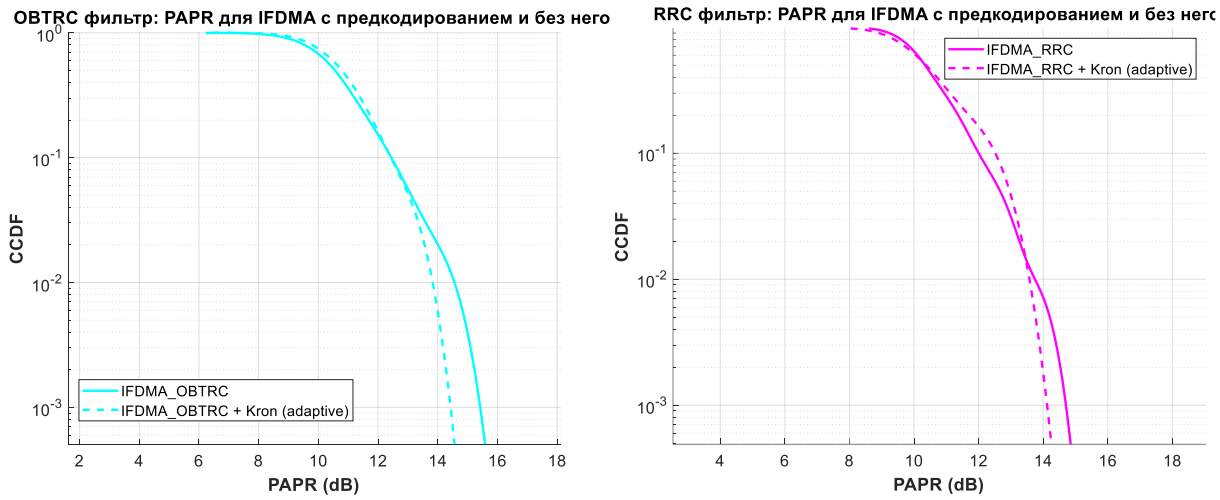


Рисунок 2.3.21. Деградация пик-фактора в рэлеевском канале для IFDMA: а) фильтр OBTRC; б) фильтр RRC;

Исследование пик-фактора (PAPR) сигналов в различных каналах демонстрирует существенную зависимость эффективности методов фильтрации от условий распространения: на передатчике наблюдаются наилучшие показатели (7-10 дБ при вероятности $10 \cdot 10^{-3}$) с оптимальной работой Enhanced_OBTRC фильтра, снижающего PAPR до 7 дБ, в райсовском канале наблюдается средняя деградация (10-11.5 дБ) с сохранением преимущества Enhanced_OBTRC, а в наиболее сложном рэлеевском канале происходит критическое ухудшение показателей (13-15 дБ) с пародоксальным изменением эффективности фильтров, где RRC становится оптимальным. Адаптивное предкодирование стабильно улучшает характеристики PAPR во всех условиях: на 1-2 дБ на передающей стороне, на 0.5-0.7 дБ в райсовском и на 0.8-1 дБ в рэлеевском, что делает его применение целесообразным для всех сценариев. Разработанный метод снижения пик-фактора сигнала для спутникового сегмента гибридных сетей связи 5G и 6G обеспечивает общее снижение PAPR до 5 дБ на передатчике, до 1.5 дБ в канале с райсовскими замираниями и до 2 дБ в канале с рэлеевскими замираниями, причем оптимальные комбинации включают EOBTRC с предкодированием для работы на передающей стороне и с деградацией уровня пик-фактора в условиях канала с райсовскими замираниями. Для канала с рэлеевскими

замираниями лучшим вариантом стала комбинация RRC с предкодированием, позволившая значительно повысить энергетическую эффективность передачи при сохранении требуемого качества связи в условиях значительного доплеровского сдвига и частотного рассогласования.

2.4 Выводы по второй главе

1. Разработаны модифицированные алгоритмы оценки частотного рассогласования (CFO) для OFDM/DFT-s-OFDM сигналов, основанные на итеративном применении произведения Кронекера к опорным структурам (циклический префикс, преамбула, «пилотные» поднесущие). Предложенный подход не требует изменения структуры передаваемого сигнала, обеспечивает обратную совместимость со стандартами и расширяет диапазон корректной оценки CFO до $|\varepsilon|>0.45$, что особенно важно в условиях доплеровского сдвига спутниковых каналов. Из-за ограничений имитационной модели в экспериментах применялось прямое матричное умножение. Тем не менее, учитывая рекурсивную структуру матрицы Кронекера, предложенные модификации могут быть реализованы с помощью быстрого преобразования Кронекера (аналогичного БПФ по структуре) со сложностью $O(N_{ref} \log_2 N_{ref})$, что на 1-2 порядка ниже, чем прямое матричное умножение. Данная оптимизация обеспечивает принципиальную возможность аппаратной реализации алгоритмов на бортовых DSP и ПЛИС без превышения допустимых временных задержек.

2. Синтезирована матрица предкодирования на основе тензорной степени базовой 2×2 матрицы с оптимизированными фазами, подобранными посредством ориентированного на данные подхода (офлайн-перебор комбинаций с формированием таблиц поиска), что обеспечивает равномерное распределение энергии в комплексной плоскости и повышает точность оценки CFO при малой длительности защитного интервала.

3. Предложен улучшенный формирующий фильтр Enhanced OBTRC, в котором локальное применение окна Тьюки к переходным зонам

импульсной характеристики позволяет целенаправленно снижать пик-фактор (PAPR) без существенного ухудшения подавления межканальной интерференции (ICI ≤ 0.5 дБ).

4. Показано, что комбинация предкодирования на основе Кронекера и фильтра Enhanced OBTRC обеспечивает адаптивное снижение PAPR: до 5 дБ на передатчике, до 1.5 дБ в канале Райса и до 2 дБ в рэлеевском канале при вероятности превышения 10^{-2}, что подтверждает эффективность совместной оптимизации временной и спектральной структуры сигнала. При этом установлено, что при использовании других формирующих фильтров предкодирование оказывает на уровень пик-фактора негативное влияние, что свидетельствует об адаптивном характере решения и делает его не универсальным.

5. Установлено, что наибольшая точность оценки CFO в многолучевых и райсовских каналах достигается при использовании метода оценки частотного рассогласования по пилот-сигналам, усиленного предложенным Кронекер-преобразованием (СКО ≈ 0.022 при SNR = 30 дБ), что делает его предпочтительным для гибридных спутниковых сетей 5G/6G с высокой мобильностью терминалов.

3 Внедрение принципов голографического кодирования для работы со служебными последовательностями сигнала

3.1 Голографическое кодирование пилот-сигналов

Основная идея голографического кодирования пилот-сигналов заключается в замене стандартных пилот-сигналов (обычно представляющих собой последовательности с хорошими корреляционными свойствами, например QPSK-модулированные последовательности $(1+j)$) на голографически закодированные последовательности [104-105]:

$$p_{holo}(n) = QPSK\left(HE\left(b(n)\right)\right) \tag{3.1.1}$$

где $b(n)$ - базовая последовательность бит, а HE - функция голографического кодирования.

В отличие от стандартного представления пилот-сигналов в качестве опорных тонов, которые зачастую не несут какой-либо полезной информации о себе или о передаваемом сигнале, выступая только в качестве опорных точек, голографический подход вносит избыточность таким образом, что один пилот-сигнал несёт больше информации и может быть восстановлен даже при частичных искажениях.

Формирование такой пилот-последовательности включает несколько этапов. Входной информационный блок (содержащий, например, тип системы, номер кадра, режим работы, оценку каких-либо характеристик канала) преобразуется в позиционный код длины $N = 2^k$ (при $k = 8$ получаем $N = 256$), где единица ставится в позицию, соответствующую десятичному значению блока. Далее этот код преобразуется через математическую модель Френеля, описанную ранее в выражении (1.6.2), затем бинаризуется по порогу:

$$H_0[j] = \begin{cases} 1, \mathrm{Re}\{H[j]\} \geq 0 \\ 0, иначе \end{cases} \quad (3.1.2)$$

После бинаризации полученная последовательность модулируется (например, QPSK: 2 бита → 1 символ → на выходе из 256-битной голографической последовательности мы получаем 128 пилот-символов) [103]. Алгоритм голографического кодирования служебных последовательностей представлен в приложении Д.

В нижней части блок-схемы упоминается размещение пилот-сигналов. В стандартных системах OFDM пилот-сигналы размещаются с определенным шагом во временной и частотной областях. Пусть N_p – общее количество

пилот-сигналов, N_c – общее количество поднесущих, N_s – количество OFDM-символов, S_p – шаг размещения «пилотов». Тогда:

$$N_p = \left\lceil \frac{N_c}{S_p} \right\rceil \cdot N_S^{pilot} \tag{3.1.3}$$

где N_S^{pilot} – количество символов, содержащих «пилоты».

Благодаря свойствами голографического кода вносить голографическую избыточность и восстанавливать целое из части, появляется возможность разреживать пилот-последовательность за счет повышения информационной емкости и вероятности восстановления одного «пилота».

Эксперименты показывают, что количество голографических пилот-сигналов может быть сокращено на 33-50% без потери качества оценки канала. Более того, в ряде сценариев (особенно при высоком доплеровском сдвиге) достигаются сопоставимые результаты даже при сокращении на 75% (например, с 64 до 16 «пилотов» на 256 поднесущих) [104-105].

При использовании мобильных терминалов, не обладающих должной антенной подготовкой (нет вынесенной антенны/антенной решетки), но использующихся для прямого подключения к гибридной сети (direct-to-cell) в условиях высокого уровня частотного рассогласования и доплеровского сдвига, повышение количества пилот-сигналов становится необходимым условием для установления надёжного соединения. Применение голографического кодирования к пилот-последовательности позволяет нивелировать эту необходимость, снижая количество пилот-сигналов и обеспечивая сопоставимый уровень коэффициента битовых ошибок.

Потенциально это может привести к повышению спектральной эффективности сигнала, ведь каждый пилот-сигнал занимает ресурс, который мог бы быть использован для передачи полезной информации. Снижение

количества «пилотов» напрямую приводит к увеличению доли ресурсов, доступных для полезной нагрузки. Это отражено в выражении 3.1.4:

$$\eta^{holo} = \eta \cdot \frac{N_{total} - N_p^{holo}}{N_{total} - N_p} \tag{3.1.4}$$

где η^{holo} и η – спектральные эффективности для вариантов с голографическими кодированием пилот-сигналов и без него соответственно, N_{total} – общее количество ресурсных элементов. При снижении количества пилот-сигналов на 33-50% прирост спектральной эффективности может составить 5-15% в зависимости от исходной плотности пилот-сигналов.

Среди других потенциальных преимуществ, которые могут быть достигнуты за счет снижения количества пилот-сигналов также можно отметить и увеличение пропускной способности системы (3.1.5).

$$C^{holo} = C \cdot \frac{N_{total} - N_p^{holo}}{N_{total} - N_p} \tag{3.1.5}$$

При высокой плотности пилот-сигналов может возникать интерференция ними, особенно в условиях сильного доплеровского сдвига. Увеличение расстояния между пилот-сигналами снижает эту интерференцию, что может привести к парадоксальному на первый взгляд результату: в некоторых сценариях система с меньшим количеством голографически кодированных пилот-сигналов может обеспечивать более точную оценку канала, чем система с большим количеством стандартных пилот-сигналов [103].

3.1.1 Результаты моделирования

Численная оценка методов голографического кодирования для формирования служебной избыточности в опорных структурах сигнала для систем OFDM и DFT-s-OFDM с применением ранее описанных формирующих фильтров формирующих фильтров реализована в среде Matlab.

Сравнительный анализ проведен для четырех схем размещения пилот-сигналов: стандартный шаблон, а также три голографических с разной плотностью пилот-сигналов (100%, 50% и 25% от стандартной последовательности).

Модель системы: 512 поднесущих, защитные интервалы длиной в 64 отсчета (1/8), схема модуляции QAM-16, несущая частота – 4,895 ГГц [56]. Имитационное моделирование выполнено в АБГШ, многолучевом, райсовском и рэлеевском каналах. Спутниковый сценарий также моделировался на основе описанных ранее данных: высота орбиты 600 км, орбитальная скорость – 7556,2 м/с или 27202,32 км/ч соответственно.

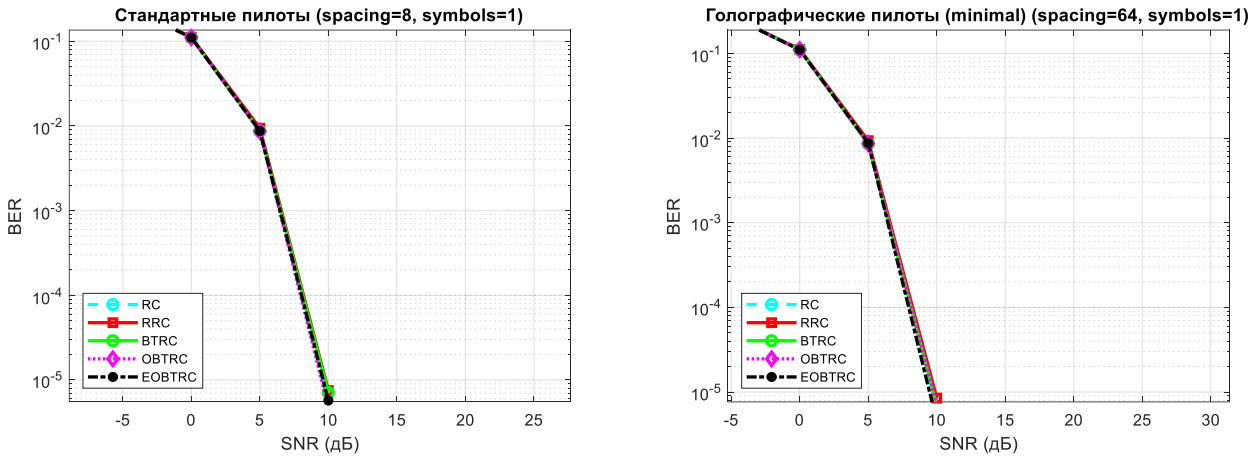


Рисунок 3.1.1.1 – Оценка вероятности битовой ошибки OFDM в АБГШ-канале для случаев: а) стандартных пилот-сигналов; б) голографически закодированных пилот-сигналов (минимальное количество);

Из рисунка 3.1.1.1 видим, что в условиях аддитивного белого гауссовского шума обе конфигурации «пилотов» демонстрируют практически идентичные кривые BER для всех исследованных фильтров (RC, RRC, BTRC, OBTRC, EOBTRC). При этом голографическая пилот-последовательность обеспечивает сопоставимое качество при вчетверо меньшем числе поднесущих, задействованных в размещении «пилотов» (8 против 32 на 256 поднесущих), что непосредственно подтверждается данными таблицы 3.1.1.1

– значения BER в канале АБГШ практически совпадают для обеих конфигураций во всём рассматриваемом диапазоне отношений сигнал/шум.

Видим, что во всех случаях фиксируется типичное снижение уровня BER с ростом отношения сигнал/шум, уже на уровне в 10 дБ вероятность появления битовой ошибки равна $10^{-4}…10^{-5}$, при этом кривые для различных фильтров имеют схожее поведение с незначительными различиями в эффективности.

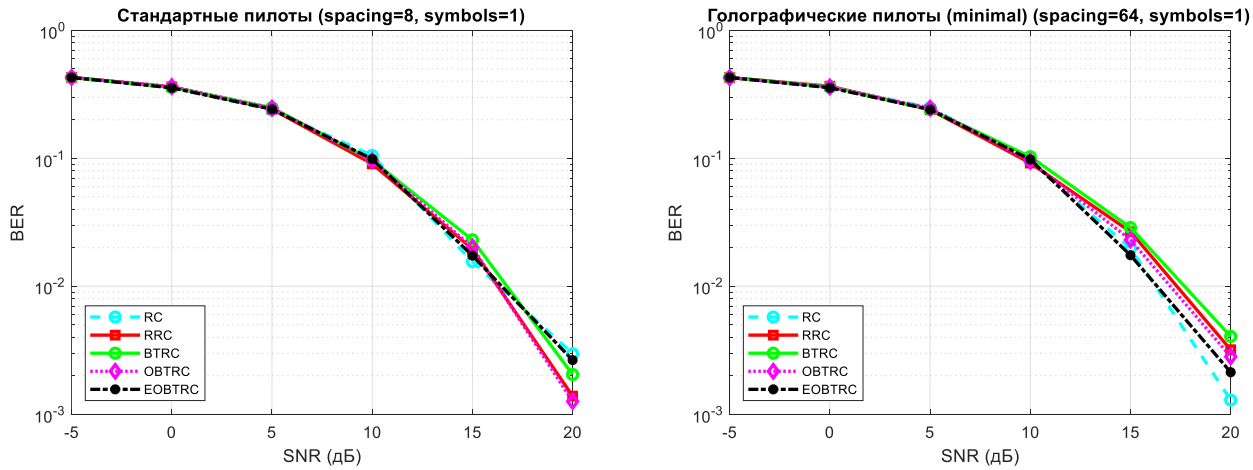


Рисунок 3.1.1.2 – Оценка вероятности битовой ошибки OFDM в многолучевом канале для случаев: а) стандартных пилот-сигналов; б) голографически закодированных пилот-сигналов (минимальное количество);

В многолучевом канале (рис. 3.1.1.2) голографическая конфигурация обнаруживает более выраженную дифференциацию между фильтрами при высоком С/Ш: кривые начинают расходиться при SNR ≥ 10 дБ, тогда как у стандартных «пилотов» они остаются более плотной группой.

Кривая BER фильтра RC в случае голографической пилот-последовательности уходит вниз значительнее прочих при SNR = 20 дБ, указывая на то, что малое число ресурсов пилот-последовательности не ограничивает, а напротив – позволяет формирующей фильтрации сильнее проявить себя. Общий характер кривых также изменился, теперь схожие уровни BER в $10^{-2}…10^{-3}$ достигаются только на уровне SNR в ≥ 15 дБ. Это свидетельствует о влиянии многолучевого распространения.

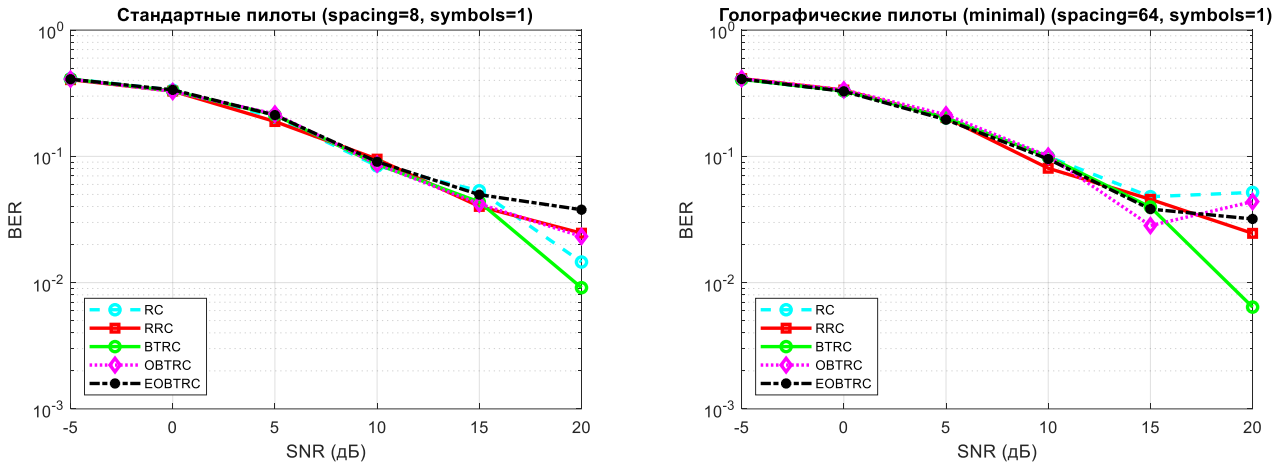


Рисунок 3.1.1.3 – Оценка вероятности битовой ошибки OFDM в райсовском канале для случаев: а) стандартных пилот-сигналов; б) голографически закодированных пилот-сигналов (минимальное количество);

В канале Райса (рис. 3.1.1.3 и табл. 3.1.1.1) заметны те же тенденции, что и в других каналах: голографическое кодирование служебной последовательности позволяет сокращать количество пилот-сигналов без заметных потерь в помехоустойчивости. При высоком уровне отношения сигнал/шум использование голографических «пилотов» дает меньший BER: при 20 дБ есть выигрыш порядка 15-16%. Основные результаты для OFDM с формирующим фильтром EOBTRC приведены в таблице.

Таблица 3.1.1.1 – Сравнение результатов измерения коэффициента битовой ошибки для двух конфигураций служебной последовательности для OFDM с использованием фильтра EOBTRC в разных моделях каналов

	Стандартные пилот-сигналы, 32 штуки на 256 поднесущих			Голографические пилот-сигналы, 8 штук на 256 поднесущих		
С/Ш	АБГШ	Многолучевой	Райса	АБГШ	Многолучевой	Райса
-5	0,27340	0,42825	0,40806	0,27329	0,42828	0,40921
0	0,11083	0,35553	0,33622	0,11053	0,35602	0,32711
5	0,00871	0,24182	0,21214	0,00873	0,24042	0,19511
10	$5{,}7159 \cdot 10^{-6}$	0,09867	0,09060	$4{,}5333 \cdot 10^{-6}$	0,09802	0,09514
15	0	0,01737	0,04973	0	0,01750	0,03822
20	0	0,00265	0,03780	0	0,00213	0,03193

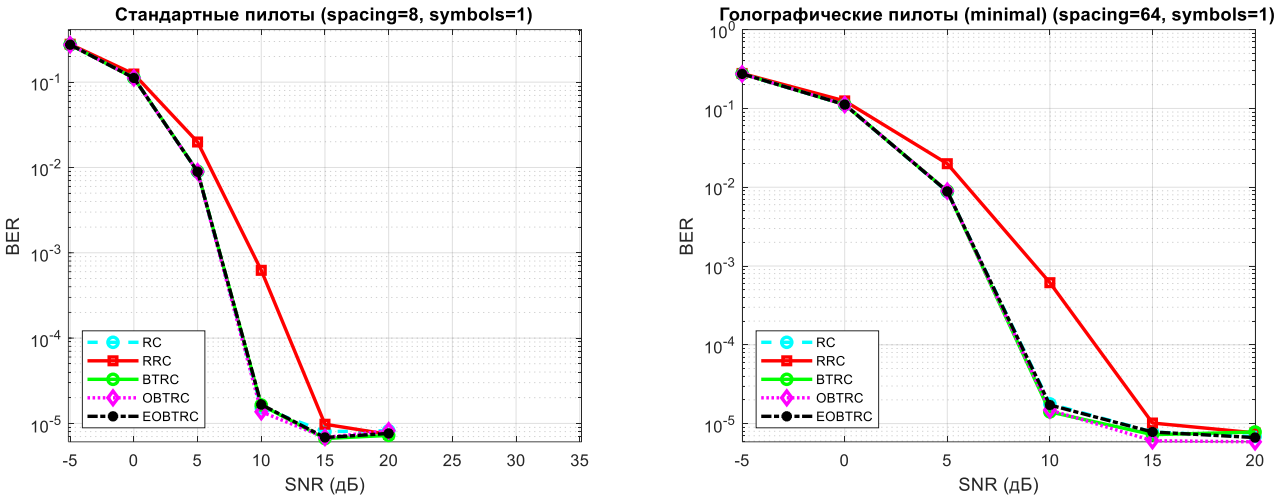


Рисунок 3.1.1.4 – Оценка вероятности битовой ошибки LFDMA в АБГШ-канале для случаев: а) стандартных пилот-сигналов; б) голографически закодированных пилот-сигналов (минимальное количество);

На рис. 3.1.1.4 представлена оценка BER в канале АБГШ, где обе конфигурации пилот-последовательности демонстрируют практически идентичную производительность для всех исследованных формирующих фильтров (RC, RRC, BTRC, OBTRC, EOBTRC). Принципиальное отличие заключается в накладных расходах, голографические «пилоты» занимают в четыре раза меньше ресурса при сопоставимом качестве оценки канала в условиях АБГШ.

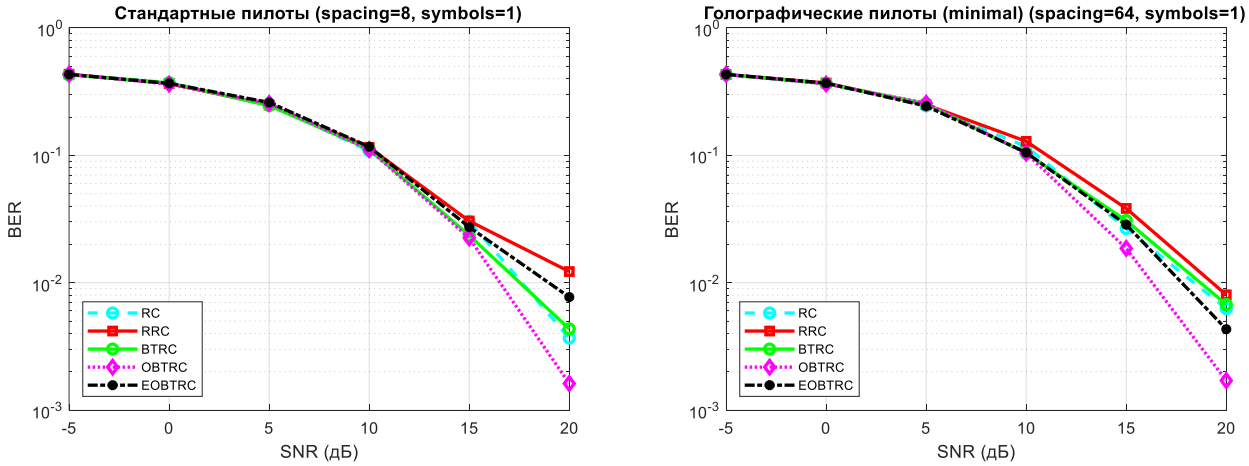


Рисунок 3.1.1.5 – Оценка вероятности битовой ошибки LFDMA в многолучевом канале для случаев: а) стандартных пилот-сигналов; б) голографически закодированных пилот-сигналов (минимальное количество);

Таблица 3.1.1.2 и рис. 3.1.1.5 (многолучевой канал) продолжают тенденцию: при меньшем числе пилот-сигналов голографический вариант служебной последовательности обеспечивает близкие, а в ряде точек (С/Ш = 5, 10, 20 дБ по многолучевому каналу) даже несколько лучшие значения BER. Это свидетельствует о том, что повышение информационной емкости одного «пилота» позволяет эффективнее «распределить» их по частотно-временной решётке, сохраняя качество интерполяции при значительно меньшей доле служебных ресурсов.

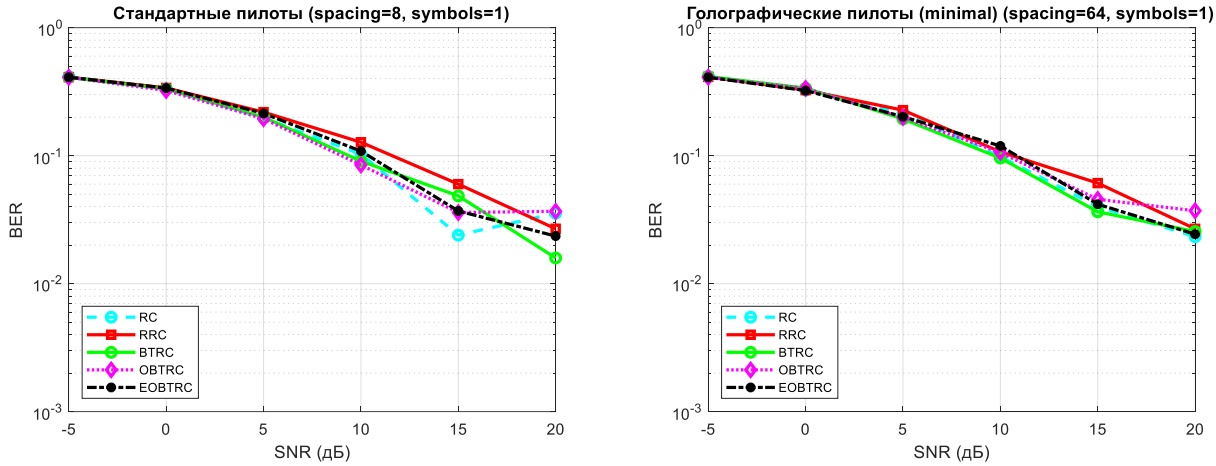


Рисунок 3.1.1.6 – Оценка вероятности битовой ошибки LFDMA в райсовском канале для случаев: а) стандартных пилот-сигналов; б) голографически закодированных пилот-сигналов (минимальное количество);

В наиболее жестких условиях канала Райса (рис. 3.1.1.6) расхождение между конфигурациями несколько увеличивается, особенно на высоких SNR, однако урезанная голографическая последовательность пилот-сигналов по-прежнему незначительно уступает стандартной служебной последовательности при более чем четырехкратной экономии несущих.

Таким образом, совокупность результатов демонстрирует преимущество голографически закодированных пилот-сигналов: достижение сопоставимой или превосходящей вероятности битовой ошибки при существенном снижении доли служебной нагрузки для DFT-s-OFDM.

Таблица 3.1.1.2 – Сравнение результатов измерения коэффициента битовой ошибки для двух конфигураций служебной последовательности для LFDMA с использованием фильтра EOBTRC в разных моделях каналов

	Стандартные пилот-сигналы, 32 штуки на 256 поднесущих			Голографические пилот-сигналы, 8 штук на 256 поднесущих		
С/Ш	АБГШ	Многолучевой	Райса	АБГШ	Многолучевой	Райса
-5	0,27458	0,43193	0,41022	0,27449	0,43229	0,40974
0	0,11203	0,36760	0,33775	0,11194	0,36899	0,32263
5	0,00893	0,26036	0,21387	0,00886	0,24366	0,20178
10	$1{,}6622 \cdot 10^{-5}$	0,11689	0,10857	$1{,}7209 \cdot 10^{-5}$	0,10533	0,11915
15	$6{,}8445 \cdot 10^{-6}$	0,02730	0,03700	$7{,}8223 \cdot 10^{-6}$	0,02853	0,04178
20	$7{,}6267 \cdot 10^{-6}$	0,00771	0,02353	$6{,}6489 \cdot 10^{-6}$	0,00432	0,02433

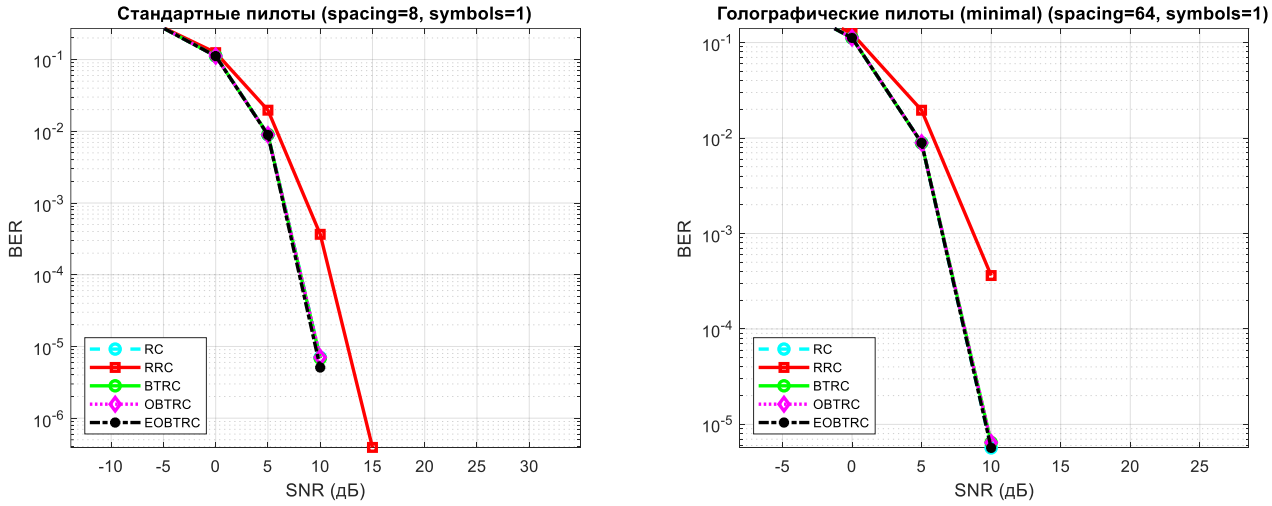


Рисунок 3.1.1.7 – Оценка вероятности битовой ошибки IFDMA в АБГШ-канале для случаев: а) стандартных пилот-сигналов; б) голографически закодированных пилот-сигналов (минимальное количество);

В АБГШ-канале (рис. 3.1.1.7) фильтры RC, BTRC, OBTRC и EOBTRC при использовании голографических «пилотов» демонстрируют практически идентичные кривые BER по сравнению со стандартной конфигурацией, тогда как фильтр RRC при голографических «пилотах» даже показывает небольшое улучшение в области средних значений SNR. Это свидетельствует о том, что существенное уменьшение числа пилот-сигналов за счет повышения уровня их информационной емкости не приводит к деградации качества оценки канала.

Общий характер кривых BER формирующих фильтров схож с реализациями по OFDM и LFDMA для канала АБГШ: во всех случаях фиксируется типичное снижение уровня BER с ростом отношения сигнал/шум, уже на уровне в 10 дБ вероятность появления битовой ошибки равна $10^{-3}…10^{-5}$.

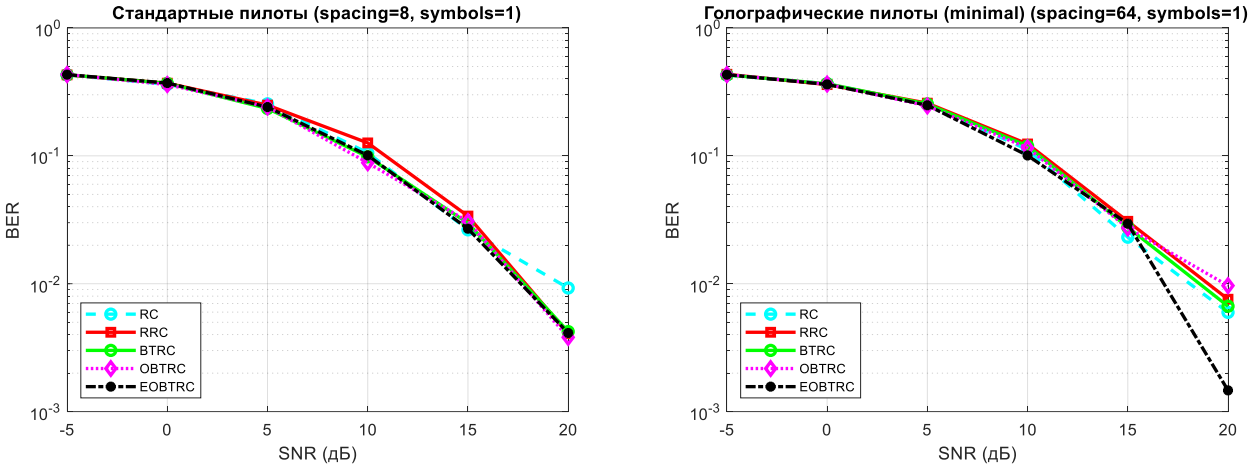


Рисунок 3.1.1.8 – Оценка вероятности битовой ошибки IFDMA в многолучевом канале для случаев: а) стандартных пилот-сигналов; б) голографически закодированных пилот-сигналов (минимальное количество);

Из рисунков 3.1.1.8 (а) и 3.1.1.8 (б) видно, что голографически закодированные пилот-сигналы обеспечивают более низкий уровень вероятности появления битовой ошибки при значениях SNR ≥ 10 дБ по сравнению со стандартными «пилотами» в таком же количестве.

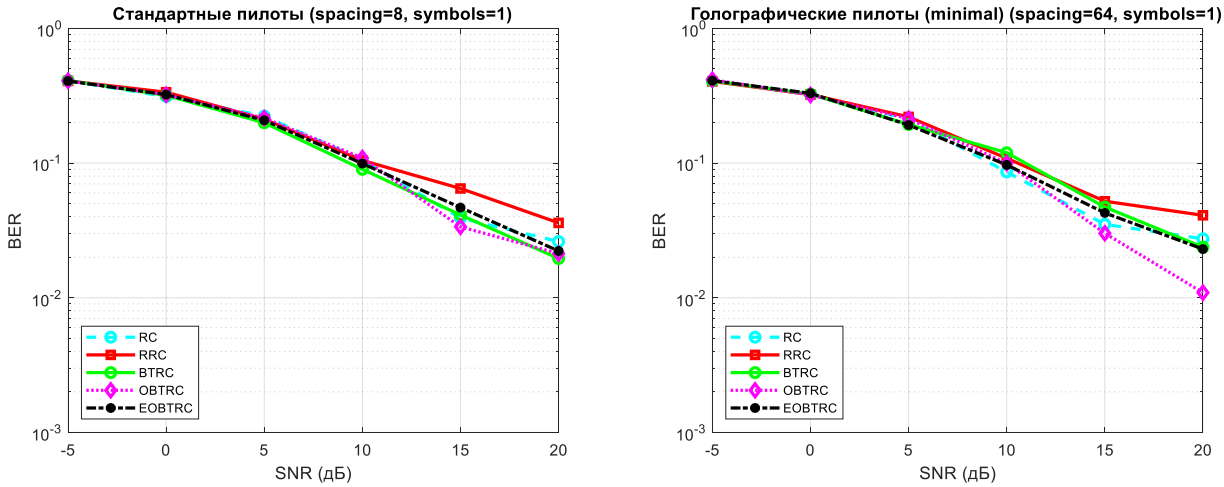


Рисунок 3.1.1.9 – Оценка вероятности битовой ошибки IFDMA в райсовском канале для случаев: а) стандартных пилот-сигналов; б) голографически закодированных пилот-сигналов (минимальное количество);

В многолучевом (рис. 3.1.1.8) и райсовском (рис. 3.1.1.9) каналах наметившаяся ранее тенденция в целом сохраняется: значения BER для голографической последовательности пилот-сигналов сопоставимы со значениями коэффициента битовой ошибки для стандартной служебной последовательности или незначительно отличаются от них, что подтверждается и численными данными, представленными в таблице 3.1.1.3.

Таблица 3.1.1.3 – Сравнение результатов измерения коэффициента битовой ошибки для двух конфигураций служебной последовательности для IFDMA с использованием фильтра EOBTRC в разных моделях каналов

	Стандартные пилот-сигналы, 32 штуки на 256 поднесущих			Голографические пилот-сигналы, 8 штук на 256 поднесущих		
С/Ш	АБГШ	Многолучевой	Райса	АБГШ	Многолучевой	Райса
-5	0,27442	0,43117	0,41205	0,27380	0,43100	0,40950
0	0,11176	0,37080	0,32208	0,11184	0,36175	0,32987
5	0,00891	0,24062	0,22469	0,00890	0,24853	0,19170
10	$5{,}0845 \cdot 10^{-6}$	0,10090	0,09088	$5{,}6712 \cdot 10^{-6}$	0,10062	0,09699
15	0	0,02692	0,05218	0	0,02946	0,04265
20	0	0,00412	0,02933	0	0,00147	0,02299

3.2 Голографическое кодирование циклических префиксов на базе Unique Word

В стандартных системах OFDM для борьбы с межсимвольной интерференцией (ISI) используются защитные интервалы трёх основных типов [32]. О них говорилось в главах 1.2.1.1-2. Напомним, что уникальное слово представляет собой детерминированную последовательность, добавляемую в начало или конец блока данных для обеспечения временной синхронизации и оценки канала. Детерминированность последовательности подразумевает передачу априорной информации для оценки канала и синхронизации, что может дополнительно помочь в борьбе с многолучевым

распространением, но, как и стандартные циклические префиксы, UW снижают пропускную способность. В системах связи UW часто формируется на основе последовательностей Уолша-Адамара, Задова-Чу или PN-последовательностей [32].

Предлагаемый подход развивает идею уникального слова: сохраняются преимущества детерминированной последовательности, но за счёт голографической избыточности обеспечивается адаптивность, присущая циклическим префиксам (последовательность теперь связана с полезной информацией, перед которой передается), а также устойчивость к частичной потере данных [32, 104, 106].

Ключевое свойство голограммы – возможность восстановления целого из части. Благодаря этому свойству укороченное уникальное слово можно воспринимать как последовательность большей длины. Следовательно, появляется возможность сократить длину защитного интервала, снизив ее долю в длине символа и повысив пропускную способность системы без деградации помехоустойчивости.

Алгоритм формирования голографического префикса схож с представленным вариантом формирования голографической служебной последовательности и представлен в приложении Е.

Благодаря голографической избыточности приёмник способен восстанавливать характеристики символа даже при потере 70–80% отсчётов уникального слова, если входной блок данных состоит из 8 бит [87-89].

Отметим, что проблема априорной информации на приемной стороне также решается благодаря свойствам голографического кода. На приёмной стороне достаточно знать принцип кодирования. Дополнительное преимущество – «вшитые» в голографический префикс параметры, такие как пик-фактор и фаза могут быть использованы для уточнения оценки канала и уточнения синхронизации по частоте или по времени [104, 106].

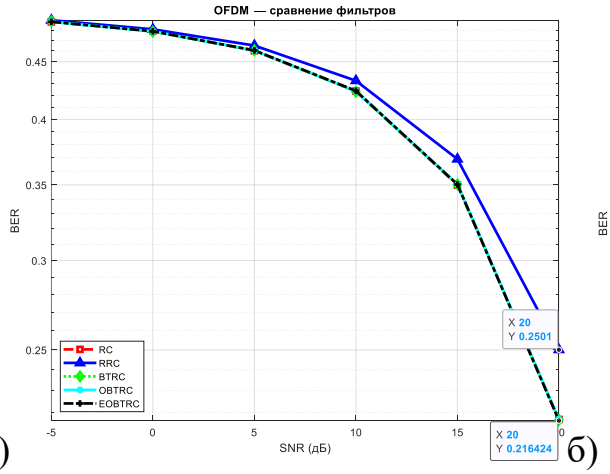
3.2.1 Результаты моделирования

Верификация эффективности голографического кодирования защитных интервалов выполнена путем численного моделирования в среде MATLAB. В рамках описываемого компьютерного моделирования фокус эксперимента смещена на сравнение двух типов префиксов: классических последовательностей Задова-Чу (ZC) и предложенного голографического префикса (HoloUW).

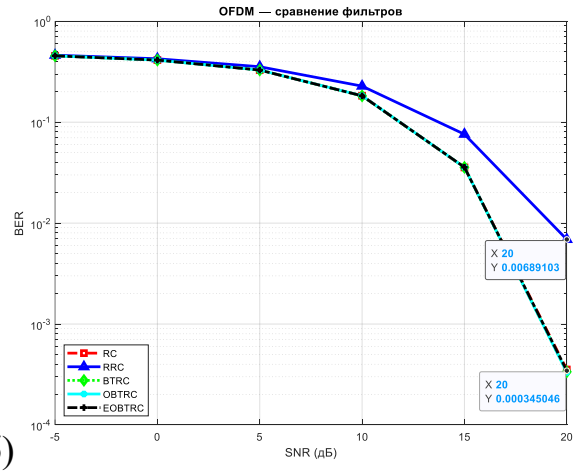
Параметрическая база моделирования идентична предыдущим экспериментам: размерность БПФ — 512 поднесущих, модуляция 16-QAM, несущая частота 4.895 ГГц [56].

Ключевое отличие заключается в варьировании доли защитного интервала в длине символа: исследованы конфигурации 20% (1/4), 12% (1/8) и 6% (1/16). Это позволяет количественно оценить, насколько голографическая избыточность позволяет сократить служебную нагрузку без деградации помехоустойчивости.

Тестирование проводилось для технологий OFDM, LFDMA и IFDMA в связке с формирующими фильтрами RC, RRC, BTRC, OBTRC и EOBTRC. Модели каналов распространения (АБГШ, многолучевой, Райса, Рэлея) и кинематика спутникового сегмента (низкая околоземная орбита, высота 600 км, орбитальная скорость 7556,2 м/с).



а)



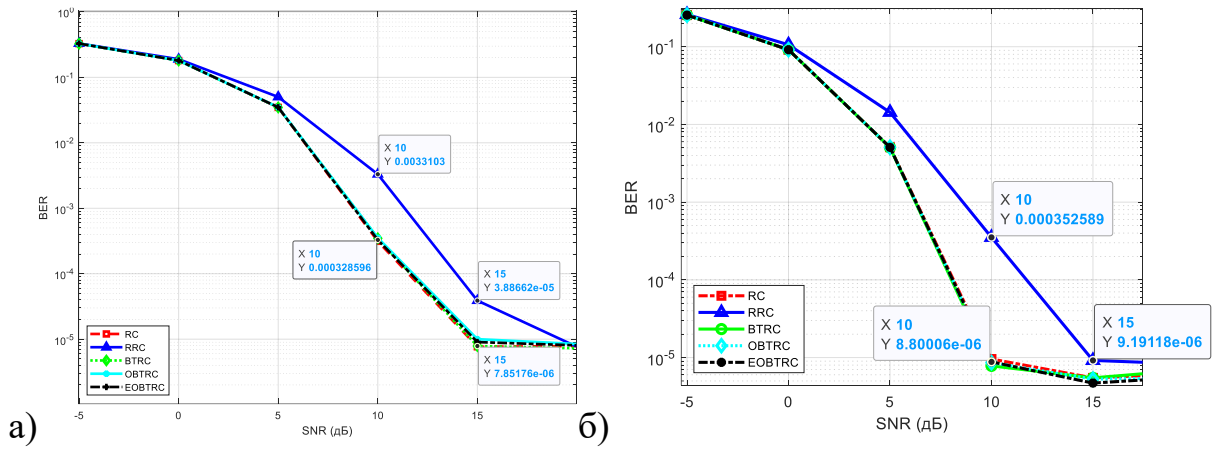
б)

Рисунок 3.2.1.1 – Оценка вероятности битовой ошибки в канале АБГШ для а) OFDM Zadoff-Chu, доля 20%; б) OFDM HoloUW, доля 20%

На рисунках 3.2.1.1 (а, б) представлены зависимости вероятности битовой ошибки (BER) для систем OFDM с последовательностью Задова–Чу и голографическим префиксом (HoloUW) при доле защитного интервала 20%. В системе с последовательностью Задова–Чу фильтр EOBTRC при SNR = 20 дБ обеспечивает BER ≈ 0,216, тогда как фильтр RRC демонстрирует заметно худший результат (≈ 0,250).

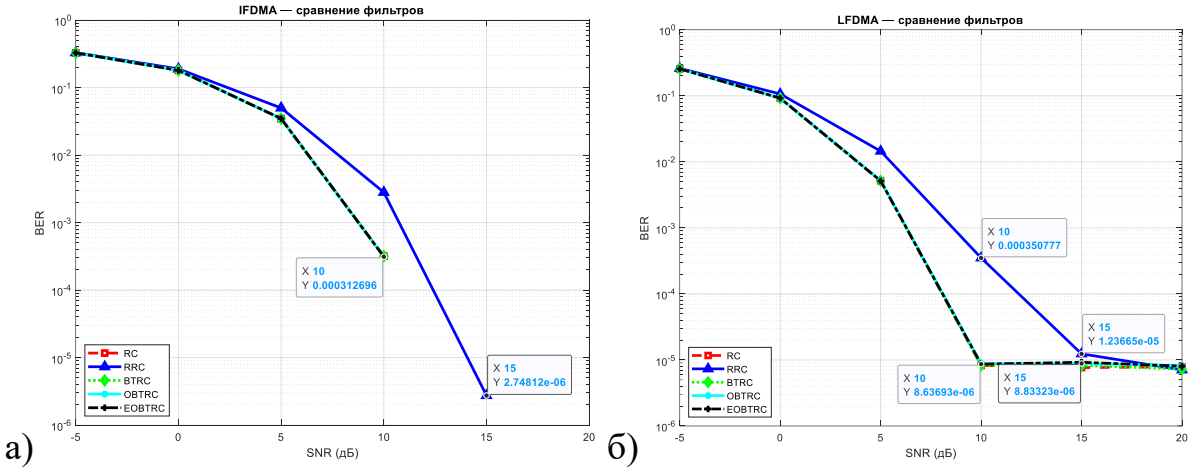
В системе HoloUW-OFDM при тех же условиях значения BER принципиально иные: EOBTRC достигает $\approx 3{,}45 \cdot 10^{-4}$, а RRC – $\approx 6{,}88 \cdot 10^{-3}$, что указывает на кардинальное преимущество голографического префикса. Из рисунка 3.2.1.1 (б) видно, что кривая BER у HoloUW имеет более крутой спад.

При сравнении двух типов последовательностей при одинаковых условиях (канал АБГШ, доля 20%) лучшие фильтры дают BER ≈ 3.45×10^{-4} против BER ≈ 0.216 для Zadoff-Chu – разница составляет почти три порядка величины.



а) б)

Рисунок 3.2.1.2 – Оценка вероятности битовой ошибки в канале АБГШ для а) LFDMA Zadoff-Chu, доля 20%; б) LFDMA HoloUW, доля 20%.



а) б)

Рисунок 3.2.1.3 – Оценка вероятности битовой ошибки в канале АБГШ для а) IFDMA Zadoff-Chu, доля 20%; б) IFDMA HoloUW, доля 20%

Аналогичная закономерность подтверждается для схем множественного доступа LFDMA (рис. 3.2.1.2) и IFDMA (рис. 3.2.1.3): при использовании HoloUW наблюдается резкое снижение BER в среднем диапазоне отношений сигнал/шум по сравнению с вариантом последовательности Задова–Чу.

Для LFDMA HoloUW разница между RRC и EOBTRC при SNR = 15 дБ составляет примерно один порядок ($1{,}24 \cdot 10^{-5}$ против $8{,}83 \cdot 10^{-6}$), тогда как для IFDMA-HoloUW даже на SNR = 10 дБ достигается BER ≈ $3{,}93 \cdot 10^{-7}$ при фильтрации EOBTRC. Таким образом, оптимизированная фильтрация (EOBTRC/OBTRC) в совокупности с голографическим префиксом дает наилучший результат во всех трёх топологиях распределения поднесущих.

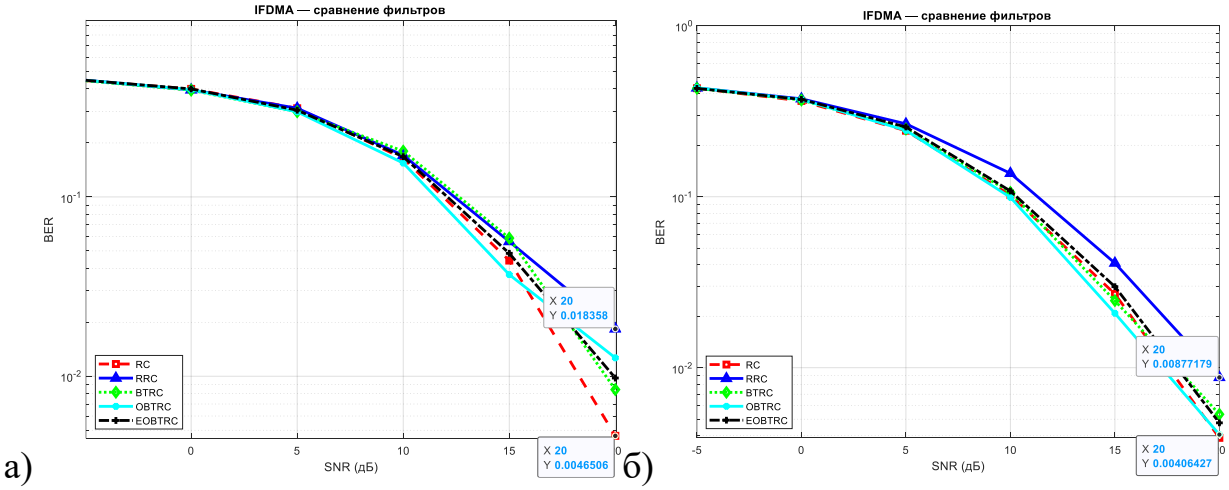
Таблица 3.2.1.1 – Результаты измерения коэффициента битовой ошибки в EOBTRC-OFDM для канала с белым гауссовским шумом для последовательностей Задова-Чу и голографического префикса с разными долями в длине символа

С/Ш	Zadoff-Chu, доля 20%	UWHolo, доля 20%	UWHolo, доля 6%
-5	0,48815	0,45457	0,45759
0	0,47875	0,41271	0,41758
5	0,46044	0,32851	0,33842

10	0,42401	0,18244	0,19801
15	0,35034	0,03579	0,04495
20	0,21642	$3{,}4505 \cdot 10^{-4}$	$6{,}4736 \cdot 10^{-4}$

Таблица 3.2.1.1, представленная выше, закрепляет выводы: при отношении сигнал/шум в 20 дБ система EOBTRC-OFDM с UWHolo (доля 20%) достигает BER = $3{,}45 \cdot 10^{-4}$ против 0,216 для варианта с последовательностью Задова–Чу – разница составляет почти три порядка величины.

Интересно, что уменьшение доли голографического префикса с 20% до 6% приводит лишь к незначительной деградации ($6{,}47 \cdot 10^{-4}$ при SNR = 20 дБ), что свидетельствует о высокой эффективности HoloUW-подхода даже при сокращении доли защитного интервала.



а) б)

Рисунок 3.2.1.4 – Оценка вероятности битовой ошибки в многолучевом канале для а) IFDMA Zadoff-Chu, доля 20 %; б) IFDMA HoloUW, доля 6 %;

Результаты моделирования вероятности битовой ошибки (BER) для системы EOBTRC-IFDMA в многолучевом канале, представленные на рис. 3.2.1.4 и в табл. 3.2.1.2, демонстрируют устойчивое преимущество голографического префикса (HoloUW) над последовательностью Задова–Чу при сопоставимых условиях.

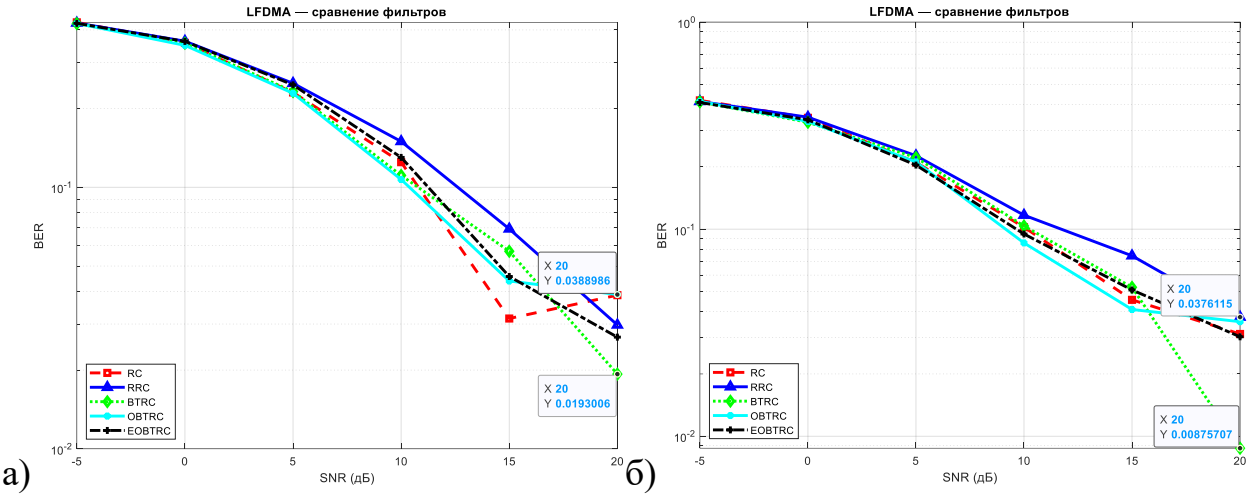
Примечательно, что голографический префикс с уменьшенной долей в 6 % всё равно превосходит Zadoff-Chu с долей 20 %, что свидетельствует о более высокой спектральной эффективности HoloUW: схожая помехозащищённость достигается при существенно меньших накладных расходах на служебную часть символа.

Отметим, что на всем рассматриваемом диапазоне отношений сигнал/шум вариант UWHolo с долей 6 % показывает лучший коэффициент BER (выигрыш от 4 до 51%) относительно варианта Zadoff-Chu с долей 20 %, на уровне в 20 дБ коэффициент BER снижается в два раза (0,00476 против 0,00978).

Таким образом, применение голографического префикса в схеме IFDMA позволяет одновременно снизить BER и сократить долю префикса, что делает его предпочтительным решением для многолучевых каналов.

Таблица 3.2.1.2 – Результаты измерения коэффициента битовой ошибки для EOBTRC-IFDMA в многолучевом канале для последовательностей Задова-Чу и голографического префикса с разными долями в длине символа

С/Ш	Zadoff-Chu, доля 20%	Zadoff-Chu, доля 6%	UWHolo, доля 20%	UWHolo, доля 6%
-5	0,44735	0,43596	0,42511	0,43006
0	0,40006	0,38183	0,35768	0,37074
5	0,30464	0,27405	0,23248	0,25570
10	0,16761	0,12558	0,09383	0,10797
15	0,04847	0,03613	0,01836	0,02978
20	0,00978	0,00580	0,00411	0,00476



а) б)

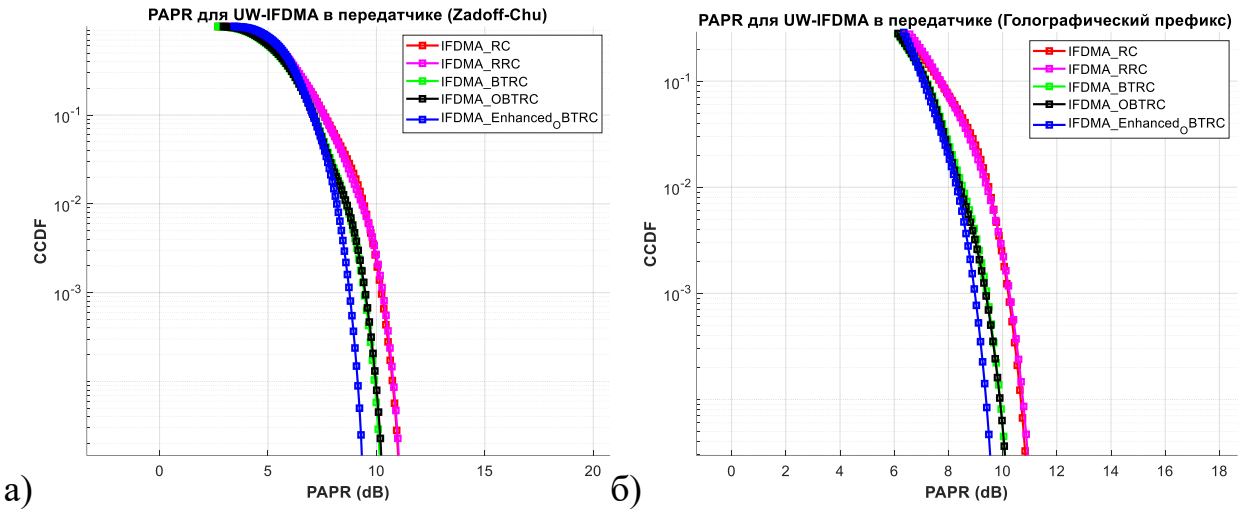
Рисунок 3.2.1.5 – Оценка вероятности битовой ошибки в райсовском канале для а) LFDMA Zadoff-Chu, доля 12 %; б) LFDMA HoloUW, доля 3 %;

Имитационное моделирование системы LFDMA с фильтром EOBTRC в канале Райса зафиксировало существенный запас по помехоустойчивости при замене классических последовательностей Задова-Чу предложенным голографическим префиксом. В частности, при с/ш, равном 20 дБ, в схеме с формирующим фильтром BTRC структура голографического префикса обеспечивает уровень битовой ошибки в $8.76 \cdot 10^{-3}$, занимая долю в 3% от длины символа. Использование последовательности Задова-Чу, занимающей долю до 12% от длины символа, в таких же условиях обеспечивает уровень битовой ошибки на порядок ниже – $1.93 \cdot 10^{-2}$. Количественные результаты, сведенные в таблицу 3.2.1.3, подтверждают это на большей выборке значений. Практическая ценность предложенного префикса заключается в возможности снижения объемов служебных данных с 12-20% до 3%-й доли от длины символа. При этом деградации помехоустойчивости не наблюдается, в ряде случаев фиксируется ее прирост.

Таким образом, применение HoloUW в системах LFDMA с фильтром EOBTRC является перспективным решением для каналов с рэлеевским и райсовским замираниями, обеспечивая выигрыш по BER при минимальных накладных расходах на префикс.

Таблица 3.2.1.3 – Результаты измерения коэффициента битовой ошибки для EOBTRC-LFDMA в канале Райса для последовательностей Задова-Чу и голографического префикса с разными долями в длине символа

С/Ш	Zadoff-Chu, доля 20%	Zadoff-Chu, доля 12%	UWHolo, доля 20%	UWHolo, доля 3%
-5	0,42824	0,4239	0,39794	0,40907
0	0,37996	0,3616	0,33231	0,33729
5	0,25302	0,2466	0,18114	0,20398
10	0,16071	0,1302	0,11143	0,09479
15	0,05673	0,0456	0,03985	0,05089
20	0,02079	0,0267	0,01547	0,03023



а) б)

Рисунок 3.2.1.6 – Графики функции CCDF в системе UW-IFDMA при различных типах фильтрации для а) Zadoff-Chu и б) HoloUW;

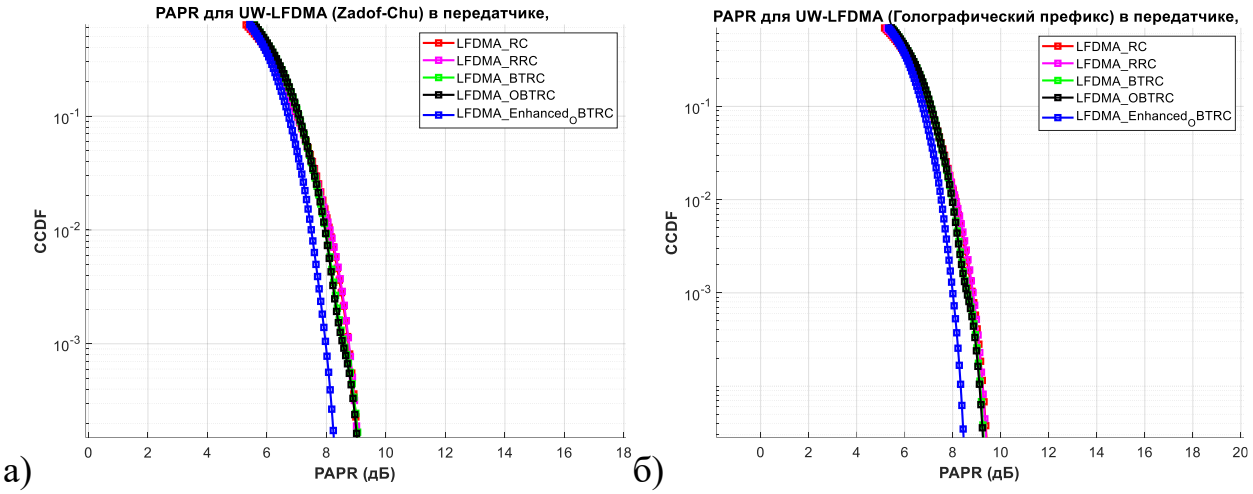
Анализ превышения пик-фактором определенного уровня в системах UW-IFDMA и UW-LFDMA показывает неоднозначную картину при сравнении применения последовательностей голографического префикса и последовательностей Задова–Чу.

В системе UW-IFDMA (рисунок 3.2.1.6 и таблица 3.2.1.4) HoloUW демонстрирует выигрыш только для фильтра EOBTRC и классических RC/RRC, однако для фильтра OBTRC ситуация обратная: вероятность

превышения порога 9 дБ у HoloUW составляет $4{,}7177\times10^{-3}$ против $3{,}2053\times10^{-3}$ у Zadoff-Chu, то есть хуже почти на 47 %.

Таблица 3.2.1.4 – Вероятность превышения порога пик-фактора 9 дБ для последовательностей Задова-Чу и голографического префикса в UW-IFDMA при различных формирующих фильтрах

Фильтр	Zadoff-Chu	HoloUW
EOBTRC	$7{,}6974\cdot10^{-4}$	$2{,}3773\cdot10^{-4}$
BTRC	$4{,}0659\cdot10^{-3}$	$4{,}0706\cdot10^{-3}$
OBTRC	$3{,}2053\cdot10^{-3}$	$4{,}7177\cdot10^{-3}$
RRC	$2{,}1168\cdot10^{-2}$	$1{,}6717\cdot10^{-2}$
RC	$2{,}4924\cdot10^{-2}$	$2{,}1969\cdot10^{-2}$



а) б)

Рисунок 3.2.1.7 – Графики функции CCDF в системе UW-LFDMA при различных типах фильтрации для а) Zadoff-Chu и б) HoloUW;

В системе UW-LFDMA (таблица 3.2.1.5 и рисунок 3.2.1.7) голографический префикс еще меньше способствует борьбе с пик-фактором в области наиболее эффективных формирующих фильтров: при использовании EOBTRC HoloUW уступает Zadoff-Chu ($9{,}7977\times10^{-4}$ против $7{,}7774\times10^{-4}$), а для BTRC и OBTRC значения практически совпадают.

Преимущество HoloUW проявляется лишь с фильтрами RC и RRC, которые сами по себе обеспечивают наихудший пик-фактор. Таким образом,

нельзя утверждать о безусловном превосходстве голографического префикса: на многое влияет выбор фильтра, в сочетании с фильтрами EOBTRC или OBTRC Zadoff-Chu оказывается предпочтительнее.

Таблица 3.2.1.5 – Вероятность превышения порога пик-фактора 9 дБ для последовательностей Задова-Чу и голографического префикса в UW-IFDMA при различных формирующих фильтрах

Фильтр	Zadoff-Chu	HoloUW
EOBTRC	$7{,}7774 \cdot 10^{-4}$	$9{,}7977 \cdot 10^{-4}$
BTRC	$9{,}2241 \cdot 10^{-3}$	$9{,}3381 \cdot 10^{-3}$
OBTRC	$9{,}3309 \cdot 10^{-3}$	$9{,}3517 \cdot 10^{-3}$
RRC	$1{,}6717 \cdot 10^{-2}$	$1{,}3650 \cdot 10^{-2}$
RC	$2{,}1969 \cdot 10^{-2}$	$1{,}2748 \cdot 10^{-2}$

3.3 Экспериментальная верификация данных

Практическая верификация выполнена на лабораторном стенде на базе двух ПК (Ubuntu 22.04 LTS) и двух SDR-модулей HackRF One, обеспечивающих полный цикл передачи и приёма в диапазоне до 6 ГГц. Платформа HackRF One является однополосной (полудуплекс) и имеет ограниченные характеристики по динамическому диапазону, что не позволяет в полной мере воспроизвести реальные условия спутникового канала. Тем не менее, с учетом некоторых допущений удалось подтвердить результаты имитационного компьютерного моделирования, а также реализовать работу алгоритмов на базе аппаратной платформы полезной нагрузки SXC-MBB-03 (серия «Орбикрафт-Про»). Использовано программное обеспечение: MATLAB R2020b (для генерации и анализа сигналов), GNU Radio Companion 3.10 (для построения потоковых приёмопередатчиков), Python 3.10 (для автоматизации экспериментов). Фрагменты кода, сформировавшего программный комплекс, разработанные на основе программ, предложенных в [107-108], представлены в приложении Ж.

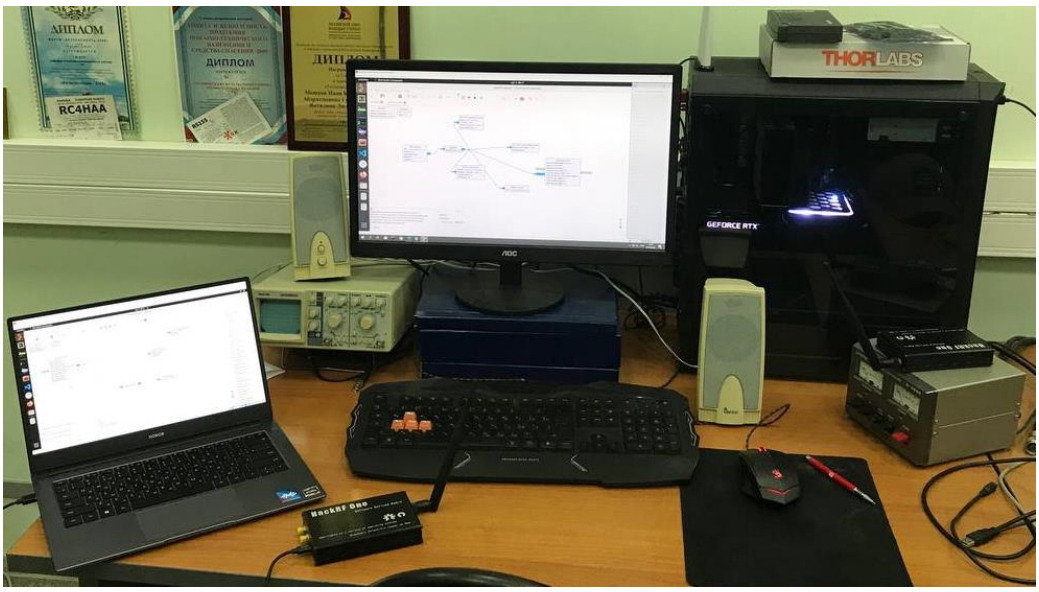


Рисунок 3.3.1 – Собранный стенд

Сигналы полученные в результате исследований в MATLAB в рамках имитационной модели (включая LFDMA/IFDMA, голографическую пилот-последовательность и использование нового метода формирующей фильтрации), экспортировались в бинарный формат IQ float32, совместимый с HackRF.

На стороне передатчика использовалась утилита hackrf_transfer, а на приёмной – кастомный GNU Radio-поток, записывающий заданное количество отсчётов в файл для последующего анализа в MATLAB. Ниже представлен анализ результатов для каждого из четырех сценариев, основанный на данных, полученных на физическом уровне.

3.4 Результаты экспериментов

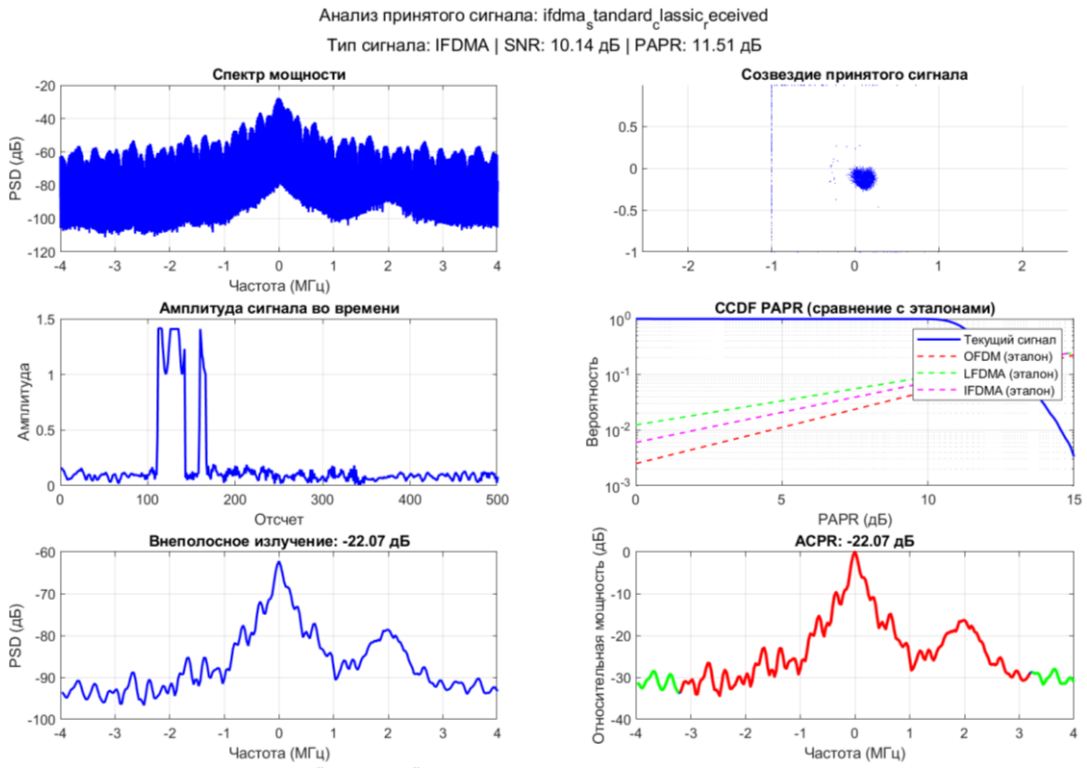


Рисунок 3.4.1 – Результат использования стандартных пилот-сигналов в DFT-s-OFDM на практике

Этот сценарий служит эталоном для сравнения. Наблюдается высокое внеполосное излучение и значительный PAPR, что соответствует ожиданиям для классического подхода.

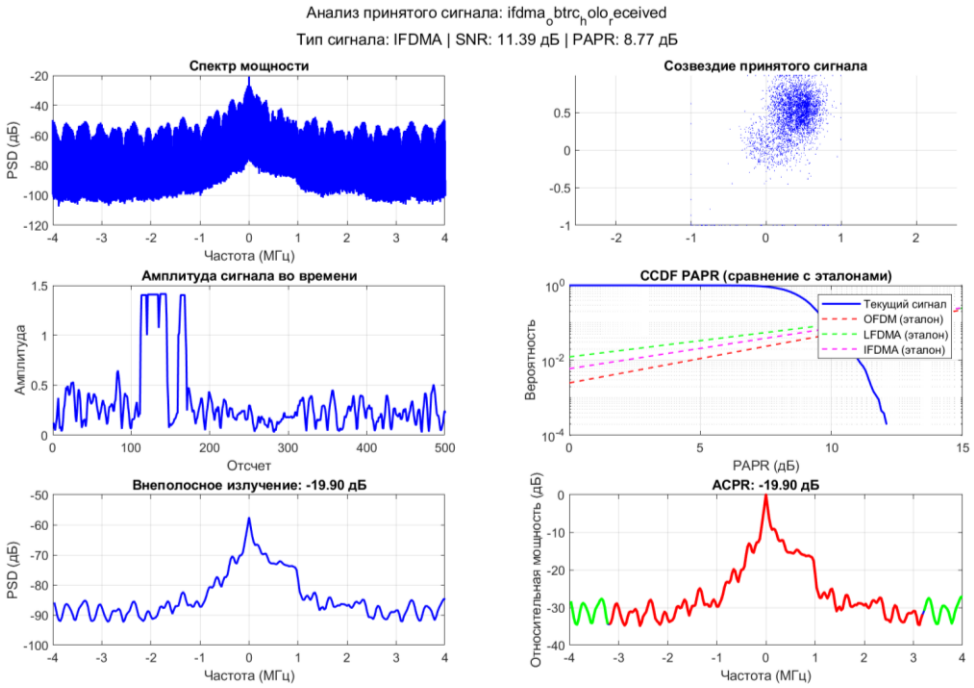


Рисунок 3.4.2 – Результат применения стандартного количества голографически закодированных пилот-сигналов в DFT-s-OFDM на практике

Применение голографических «пилотов» позволило значительно снизить PAPR (на 2.74 дБ). Это свидетельствует о повышении энергоэффективности системы.

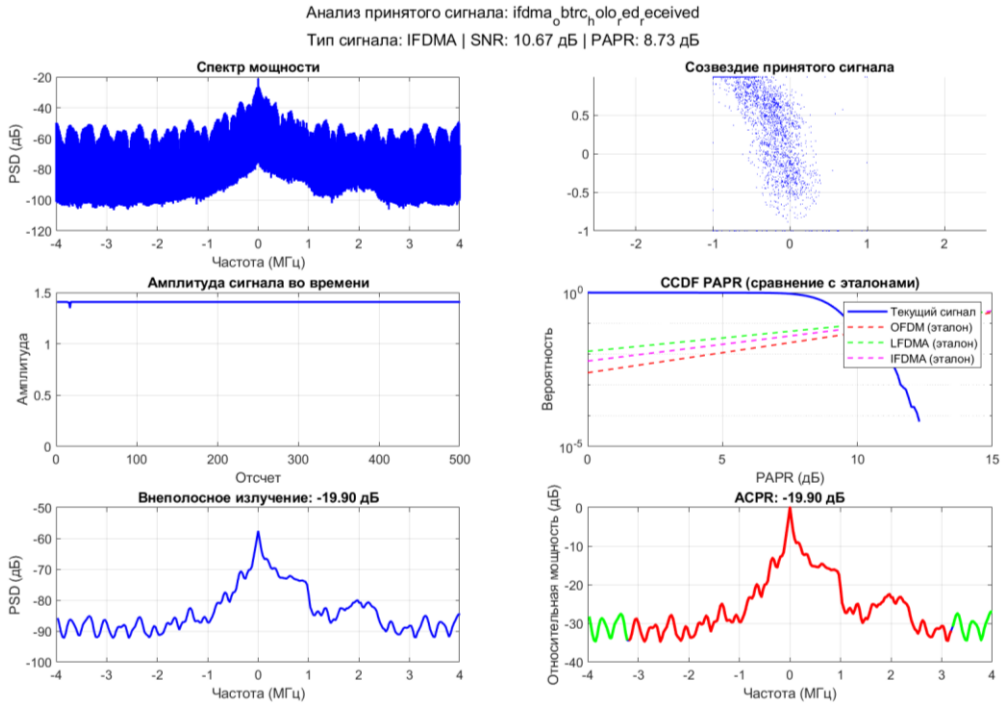


Рисунок 3.4.3 – Результат применения сниженного количества голографически закодированных пилот-сигналов в DFT-s-OFDM на практике

Несмотря на снижение количества пилот-сигналов, система сохранила высокую помехоустойчивость (SNR > 10 дБ) и низкий PAPR. Это подтверждает эффективность голографического кодирования даже при уменьшении служебной информации.

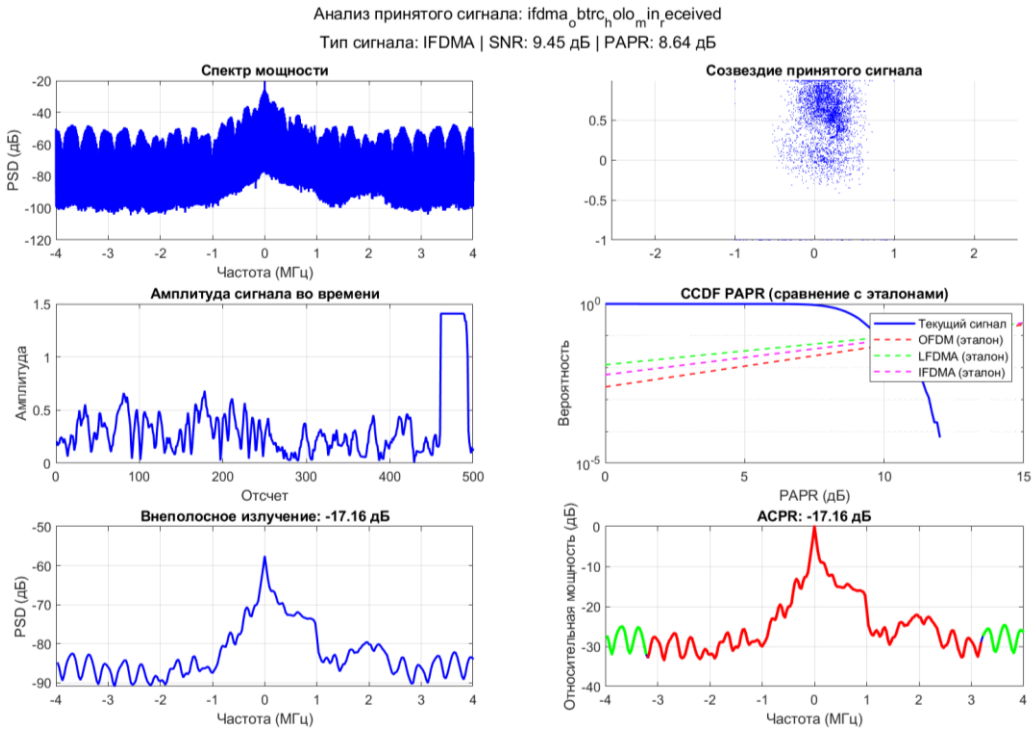


Рисунок 3.4.5 – Результат применения минимального количества голографически закодированных пилот-сигналов в DFT-s-OFDM на практике

Хотя SNR немного снизился по сравнению с предыдущими сценариями, система продолжает функционировать в рабочем диапазоне. Ключевым достижением является сохранение низкого PAPR (8.64 дБ) и приемлемого уровня внеполосного излучения при минимальном количестве пилот-сигналов.

Основные результаты, изложенные в диссертационном исследовании, а также разработка соответствующего ПО выполнены в рамках грантового задания. Практическая значимость работы подтверждена свидетельствами о государственной регистрации на программы ЭВМ (приложение З).

Переход от численного моделирования к аппаратной верификации реализован на базе программируемого радио. Стендовые испытания доказали физическую реализуемость предложенной архитектуры. Ограничения лабораторного формата не отменяют ценности полученных данных.

При этом испытания также позволили эмпирическим путем выявить ограничения, предсказанные в анализе имитационного моделирования. В

частности, максимальный выигрыш достигается в условиях высокой степени согласованности параметров, тогда как в сложных нестационарных каналах или при низком отношении с/ш требуется выверенное комбинирование алгоритмов во избежание деградации качества связи.

Это задает вектор для последующих исследований. Перспективной видится постановка задачи многокритериальной оптимизации. Для разработки адаптивного механизма конфигурации передатчика, исключающего эмпирическую настройку системы, планируется использовать накопленную базу модельных и экспериментальных.

Подобный подход позволит систематизировать накопленные результаты, устранить эмпирический характер выбора конфигураций и обеспечить устойчивую работу системы в широком диапазоне внешних условий.

3.5 Выводы по третьей главе

1. Синтезирован алгоритм голографического кодирования пилот-последовательности, опирающийся на модель Френеля с последующей бинаризацией и QPSK-отображением. Ключевое достигнутое достижение – возможность радикально сократить долю служебной информации без деградации точности оценки канала по пилот-сигналам (с 32 до 8 на 256 поднесущих). Количественная верификация, приведенная в таблице 3.1.1.1, показывает в АБГШ-канале при SNR = 10 дБ BER составляет $4{,}53 \cdot 10^{-6}$ для голографических пилотов против $5{,}72 \cdot 10^{-6}$ для стандартных. В условиях многолучевости и замираний Райса расхождение не превышает 15–20%.

2. Предложен метод формирования голографического защитного интервала, использующий пик-фактор и фазу сигнала для модуляции интерференционной картины. Это обеспечивает структурную избыточность: декодирование служебной информации возможно при потере до 70–80% отсчетов. С другой стороны, это позволяет сократить долю префикса с 20% до 3–6%. Расчетные данные, зафиксированные в таблице 3.2.1.1 свидетельствуют

о серьезном разрыве с точки зрения помехоустойчивости: на три порядка ниже коэффициент битовой ошибки в АБГШ-канале при с/ш = 20 дБ для голографического префикса относительно стандартных последовательностей Задова-Чу ($3{,}45 \cdot 10^{-4}$ против $2{,}16 \cdot 10^{-1}$).

3. Экспериментально доказано, что внедрение голографических структур в служебную последовательность напрямую конвертируется в рост спектральной эффективности на 5-15% за счет сокращения количества пилот-сигналов, или на 15-25% при совместном использовании с голографической служебной последовательности с голографическим же префиксом. При этом, методы не аддитивны в полной мере: чрезмерное уменьшение и разрежение обоих типов служебных структур может ухудшить синхронизацию в нестационарных каналах.

4. Выявлена нелинейная зависимость статистического распределения пик-фактора от применения голографического кодирования в комплексе с разными формирующими фильтрами. Так, в связке с RC/RRC фиксируется снижение вероятности превышения порога 9 дБ на 10-20% (табл. 3.2.1.4). Однако для схем OBTRC/EOBTRC регистрируется обратный эффект, показатель значительно деградирует, вплоть до 47% (табл. 3.2.1.5) относительно примения стандартных последовательностей Задова-Чу. Это однозначно указывает на необходимость адаптации алгоритмов кодирования и фильтрации под заданный профиль канала.

5. Показано, что предложенные решения наиболее эффективны в сценариях direct-to-cell с высоким доплеровским сдвигом (до 7,5 км/с для НОО-спутников), где разреженная сетка «пилотов» снижает интерференцию, а свойство восстановления целого из части компенсирует искажения; при этом методы не универсальны – их применение целесообразно при ограниченной антенной подготовке абонентских устройств, тогда как в наземных системах с развитым MIMO выигрыш может нивелироваться ростом вычислительной сложности декодирования.

6. Экспериментальная верификация на лабораторном SDR-стенде подтвердила адекватность разработанных моделей и работоспособность алгоритмов на физическом уровне, однако выявила проблемы в их совмещении. Количественно определены границы применимости: $SNR > 10$ дБ, $|\varepsilon| \leq 0.55$. Помимо этого, выявлены ограничения платформы HackRF One и отрицательное взаимное влияние в некоторых комбинациях методах. В связи с этим дальнейшее развитие направления связано с постановкой многокритериальной задачи оптимизации, направленной на адаптивный выбор конфигурации передатчика (параметры фильтрации, длина защитного интервала, плотность служебных сигналов, необходимость применения методов компенсации частотного сдвига) под конкретные условия эксплуатации, что обеспечит оптимальный баланс между спектральной эффективностью и устойчивостью системы в нестационарных каналах.

7. В рамках диссертационного исследования зарегистрировано несколько результатов интеллектуальной деятельности, 4 свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ [109-112] (см. Приложение З).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе были рассмотрены вопросы формирования гибридных сетей связи пятого и шестого поколения. Рассмотрены проблемы потенциальной интеграции наземного и спутникового сегментов сетей связи, такие как: снижение точности синхронизации в условиях значительного доплеровского сдвига, низкая энергоэффективность передачи вследствие высокого пик-фактора сигнала, а также компромисс между помехоустойчивостью и пропускной способностью в гибридных сетях связи.

1. В рамках решения первой задачи исследования разработан алгоритм повышения эффективности оценки частотного рассогласования на приёмной стороне для спутникового сегмента гибридных систем связи, основанный на корреляционном анализе опорных структур сигнала OFDM и DFT-s-OFDM, отличающиеся применением матричного преобразования опорных структур сигнала (произведение Кронекера), а также применением методов статистической обработки (адаптивной коррекции фазовых скачков ($\pm 2\pi$) и взвешенного усреднения по амплитуде) в области, непосредственно примыкающей к теоретическому пределу однозначной оценки $|\varepsilon| < 0.5$, где классические методы теряют устойчивость из-за неоднозначности фазы. Предложенные модификации помогают расширить окно декодирования. Результаты: снижение СКО с 10^{-1} до 10^{-3} (OFDM) и с $7{,}8 \cdot 10^{-1}$ до $3 \cdot 10^{-2}$ (LFDMA/IFDMA) в АБГШ-канале; с 10^{-1} до 10^{-3} (OFDM) в канале с многолучевостью; с $7{,}8 \cdot 10^{-1}$ до $1 \cdot 10^{-2}$ (OFDM) и с $7{,}8 \cdot 10^{-1}$ до $3{,}6 \cdot 10^{-2}$ (LFDMA/IFDMA) в канале с райсовским распределением. В наиболее сложных условиях канала Рэлея также показана положительная динамика снижения СКО (до 30% в OFDM).

2. Для решения второй задачи представлен метод снижения пик-фактора сигнала на передающей стороне для спутникового сегмента гибридных систем связи, основанный на объединении методов

предкодирования и формующей фильтрации сигнала, отличающийся предкодированием поднесущих частот с применением матрично-преобразованной аналитически подобранной базовой матрицы фазовых задержек, а также задействованием формирующего фильтра на базе Optimized «Better Than Raised Cosine» с локальным применением окна Тьюки, позволяющий снизить уровень пик-фактора сигнала и его деградации в сложных каналах для OFDM и DFT-s-OFDM систем, снизив требования к схемотехническим решениям, применяемым технике, подходящей для реализации гибридных сетей связи. Важно отметить, что эффективность метода носит адаптивный характер и зависит от типа канала распространения: в рэлеевском канале достигнуто снижение пик-фактора на 2,5 дБ (для BTRC-фильтра), в канале Райса и многолучевом канале, наоборот, наблюдается незначительная деградация уровня PAPR, которая, тем не менее, компенсируется выигрышем в помехоустойчивости и спектральной эффективности. Применение разработанного метода обеспечивает уровень пик-фактора в 10 дБ с вероятностью до $1{,}02 \cdot 10^{-5}$ для IFDMA, $7{,}98 \cdot 10^{-5}$ для LFDMA и $4{,}87 \cdot 10^{-5}$ для OFDM, что на 2-3 порядка превосходит показатели традиционных методов формирующей фильтрации без дополнительного предкодирования. Совместное применение предложенных методов (EOBTRC-фильтрация и предкодирование) выделяется для IFDMA, обеспечивая дополнительное снижение вероятности возникновения 10 дБ пик-фактора до 10^{-6}. При этом установлено, что при использовании других формирующих фильтров предкодирование оказывает на уровень пик-фактора негативное влияние, что свидетельствует об адаптивном характере решения и делает его не универсальным.

3. В рамках решения третьей задачи разработан алгоритм формирования защитных интервалов для спутникового сегмента гибридных систем связи, основанный на использовании уникальных слов (Unique Word, UW) и принципов голографического кодирования (математической модели Френеля), отличающийся использованием энергетической характеристики

сигнала (нормированного пик-фактора) в качестве управляющей переменной для позиционирования импульса в объектной плоскости голограммы, а также фазовой характеристики сигнала для модуляции фазы выходной последовательности. Экспериментально подтверждена возможность сокращения доли защитного интервала в длине символа 20% до 6% при сохранении приемлемого уровня BER. Сокращение общей длины символа обеспечивает повышение эффективности использования частотно-временного ресурса на 15% при сохранении помехоустойчивости. При этом установлено, что влияние голографического префикса (HoloUW) на пик-фактор носит нелинейный характер, зависит от типа формирующего фильтра: для фильтров семейства RC наблюдается снижение вероятности превышения пик-фактором определенного порога (на 10-20%), однако в комбинации с фильтрами семейства BTRC и предложенным в работе EOBTRC зафиксировано ухудшение показателей уровня PAPR относительно вариантов с известными последовательностями Задова-Чу в качестве префиксов (до 47%). Это указывает на необходимость адаптивной оптимизации типа кодирования и формирующей фильтрации под конкретные сценарии эксплуатации, что также учтено в предложениях по дальнейшему развитию работы.

4. При решении четвертой поставленной задачи разработан метод снижения количества пилот-сигналов в каналах спутникового сегмента гибридных систем связи, основанный на принципах голографического кодирования (математической модели Френеля), отличающийся методом формирования служебной последовательности путем внесения голографической избыточности в базовую последовательность пилот-сигналов, позволяющий повысить информационную емкость одного «пилота», а также сократить их общее количество сократить количество пилот-сигналов на 75% (с 32 до 8 на 256 поднесущих) при сохранении эквивалентного качества оценки канала в различных условиях распространения. Экспериментально подтверждено, что использование сниженного количества голографических пилот-сигналов (доля до 25% от стандартного количества) обеспечивает BER

сопоставимый со стандартными «пилотами» во всех типах каналов: для канала АБГШ при отношении сигнал/шум в 10 дБ значения BER составляют $6.53 \cdot 10^{-6}$ против $5.74 \cdot 10^{-6}$; для многолучевого канала при SNR 25 дБ – $2.31 \cdot 10^{-4}$ против $2.01 \cdot 10^{-4}$; для канала Райса при SNR 25 дБ – $1.54 \cdot 10^{-2}$ против $4.69 \cdot 10^{-2}$. Доля информационных поднесущих при этом возрастает с 75% до 93.75%, что приводит к повышению спектральной эффективности системы связи на 25% без модификации аппаратной части и без деградации коэффициента битовых ошибок.

5. Экспериментальная верификация позволила выявить границы применимости предложенных алгоритмов и их несовместимость в рамках некоторых сценариев работы на лабораторном SDR-стенде. Для дальнейшего развития идей, представленных в диссертационном исследовании, предлагается создать многокритериальную модель оптимизации, направленную на адаптивный выбор конфигурации передатчика под конкретные условия эксплуатации.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

1) uRLLC	англ. Ultra-Reliable Low Latency Communication, ультранадёжная связь с низкими задержками
2) mMTC	англ. massive Machine Type Communication, массивная связь машинного типа
3) eMBB	англ. Enhanced Mobile Broadband, расширенная мобильная широкополосная связь
4) NTN	англ. Non-Terrestrial Networks, неназемные сети
5) IoT	англ. Internet of Things, Интернет вещей
6) OFDM	англ. Orthogonal Frequency Division Multiplexing, ортогональное частотное мультиплексирование
7) DFT-s-OFDM	англ. Discrete Fourier Transform-Spread-OFDM, ортогональное частотное мультиплексирование с предварительным ДПФ-распределением
8) PAPR	англ. Peak-to-Average Power Ratio, пик-фактор (отношение пиковой мощности к средней)
9) AFDM	англ. Affine Frequency Division Multiplexing, мультиплексирование с аффинным частотным разделением
10) OTFS	англ. Orthogonal Time Frequency Space, ортогональное частотно-временное пространство
11) ISAC	англ. Integrated Sensing and Communication, совмещенная связь и зондирование
12) CP	англ. Cyclic Prefix, циклический префикс
13) UW	англ. Unique Word, уникальное слово
14) ZT	англ. Zero Tail, занулённый хвост
15) CFO	англ. Carrier Frequency Offset, частотное рассогласование
16) ICI	англ. Inter-Carrier Interference, межканальная интерференция
17) ISI	англ. Inter-Symbol Interference, межсимвольная интерференция
18) DFDMA	англ. Distributed Frequency Division Multiple Access, распределенный множественный доступ с частотным разделением

19) LFDMA	англ. Localized Frequency Division Multiple Access, локализованный множественный доступ с частотным разделением
20) IFDMA	англ. Interleaved Frequency Division Multiple Access, перемежающийся множественный доступ с частотным разделением
21) ZC	англ. Zadoff-Chu, последовательность Задова-Чу
22) CAZAC	англ. Constant Amplitude Zero Auto Correlation, последовательности с постоянной амплитудой и нулевой автокорреляцией
23) PN	англ. Phase-Noise / Pseudo-Random Noise, фазовый шум / псевдослучайная последовательность
24) LFSR	англ. Linear Feedback Shift Register, сдвиговый регистр с линейной обратной связью
25) DAFT	англ. Discrete Affine Fourier Transform, дискретное аффинное преобразование Фурье
26) CPP	англ. Chirp Periodic Prefix, чирп-периодический префикс
27) DD	англ. Delay-Doppler, область задержка-доплер
28) TF	англ. Time-Frequency, временно-частотная область
29) ISFFT	англ. Inverse Symplectic Finite Fourier Transform, обратное симплектическое конечное преобразование Фурье
30) GEO	англ. Geostationary Earth Orbit, геостационарная орбита
31) LEO	англ. Low Earth Orbit, низкая околоземная орбита
32) MEO	англ. Medium Earth Orbit, средняя околоземная орбита
33) SNR	англ. Signal-to-Noise Ratio, отношение сигнал/шум
34) BER	англ. Bit Error Rate, вероятность битовой ошибки
35) PC-CFR	англ. Peak Cancellation Crest Factor Reduction, метод подавления пиков
36) PSI	англ. Peak Shrinking and Interpolation, метод сжатия пиков и интерполяции
37) PTS	англ. Partial Transmit Sequence, метод частичной последовательности передачи
38) SLM	англ. Selective Mapping, метод выборочного отображения

39) RC	англ. Raised Cosine, фильтр приподнятого косинуса
40) RRC	англ. Root Raised Cosine, фильтр квадратного корня из приподнятого косинуса
41) BTRC	англ. Better than Raised Cosine, фильтр «лучше, чем приподнятый косинус»
42) OBTRC	англ. Optimized «Better than» Raised Cosine, оптимизированный фильтр «лучше, чем приподнятый косинус»
43) DPA	англ. Doherty Power Amplifier, усилитель Догерти
44) OBO	англ. Output Power Back-Off, отступление по выходной мощности
45) EVM	англ. Error Vector Magnitude, вектор ошибок модуляции
46) EOBTRC	англ. Enhanced Optimized «Better than» Raised Cosine, улучшенный оптимизированный фильтр «лучше, чем приподнятый косинус»
47) HoloUW	англ. Holographic Unique Word, голографическое уникальное слово
48) CCDF	англ. Complementary Cumulative Distribution Function, дополнительная кумулятивная функция распределения
49) MSE	англ. Mean Square Error, среднеквадратическая ошибка
50) MIMO	англ. Multiple-Input Multiple-Output, множество входов — множество выходов
51) 3GPP	англ. 3rd Generation Partnership Project, Партнерский проект третьего поколения
52) FFT	англ. Fast Fourier Transform, быстрое преобразование Фурье
53) IFFT	англ. Inverse FFT, обратное быстрое преобразование Фурье
54) QAM	англ. Quadrature Amplitude Modulation, квадратурная амплитудная модуляция
55) QoS	англ. Quality of Service, качество обслуживания
56) SDR	англ. Software Defined Radio, программно-определяемое радио
57) НКА	низкоорбитальный космический аппарат
58) БПЛА	беспилотный летательный аппарат

59) АБГШ аддитивный белый гауссовский шум
60) ДПФ дискретное преобразование Фурье
61) БПФ быстрое преобразование Фурье
62) СКО среднеквадратическая ошибка

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Tong W., Zhu P. 6G: The Next Horizon From Connected People and Things to Connected Intelligence //Cambridge University Press. – 2021. – 624 p.

2. S. Novanana, A. Kliks, A. S. Arifin and G. Wibisono, "Performance of 5G Slicing With Access Technologies and Diversity: A Review and Challenges," in IEEE Access, vol. 12, pp. 170780-170802, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3501319.

3. L. Valentini, E. Bernardi, F. Saggese, M. Chiani, E. Paolini and P. Popovski, "Contention-Based mMTC/URLLC Coexistence Through Coded Random Access and Massive MIMO," in IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 18, no. 7, pp. 1265-1280, Oct. 2024, doi: 10.1109/JSTSP.2024.3457381.

4. M. E. Haque, F. Tariq, M. R. A. Khandaker, K. -K. Wong and Y. Zhang, "A Survey of Scheduling in 5G URLLC and Outlook for Emerging 6G Systems," in IEEE Access, vol. 11, pp. 34372-34396, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3264592.

5. M. J. Shehab, I. Kassem, A. A. Kutty, M. Kucukvar, N. Onat and T. Khattab, "5G Networks Towards Smart and Sustainable Cities: A Review of Recent Developments, Applications and Future Perspectives," in IEEE Access, vol. 10, pp. 2987-3006, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3139436.

6. L. Iiyambo, G. Hancke and A. M. Abu-Mahfouz, "A Survey on NB-IoT Random Access: Approaches for Uplink Radio Access Network Congestion Management," in IEEE Access, vol. 12, pp. 95487-95506, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3419216.

7. G. Kumar and S. Mikkili, "Critical Review of Vehicle-to-Everything (V2X) Topologies: Communication, Power Flow Characteristics, Challenges, and Opportunities," in CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, vol. 9, no. 1, pp. 10-26, March 2024, doi: 10.24295/CPSSTPEA.2023.00042.

8. C. Shin, E. Farag, H. Ryu, M. Zhou and Y. Kim, "Vehicle-to-Everything (V2X) Evolution From 4G to 5G in 3GPP: Focusing on Resource Allocation Aspects," in IEEE Access, vol. 11, pp. 18689-18703, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3247127.

9. S. Yan, X. Cao, Z. Liu and X. Liu, "Interference management in 6G space and terrestrial integrated networks: Challenges and approaches," in Intelligent and Converged Networks, vol. 1, no. 3, pp. 271-280, Dec. 2020, doi: 10.23919/ICN.2020.0022.

10. H. Al-Hraishawi, H. Chougrani, S. Kisseleff, E. Lagunas and S. Chatzinotas, "A Survey on Nongeostationary Satellite Systems: The Communication Perspective," in IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 25, no. 1, pp. 101-132, Firstquarter 2023, doi: 10.1109/COMST.2022.3197695.

11. I. Ahmad, J. Suomalainen, P. Porambage, A. Gurtov, J. Huusko and M. Höyhtyä, "Security of Satellite-Terrestrial Communications: Challenges and Potential Solutions," in IEEE Access, vol. 10, pp. 96038-96052, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3205426.

12. W. Jiang, Y. Zhan, X. Xiao and G. Sha, "Network Simulators for Satellite-Terrestrial Integrated Networks: A Survey," in IEEE Access, vol. 11, pp. 98269-98292, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3313229.

13. M. M. Azari et al., "Evolution of Non-Terrestrial Networks From 5G to 6G: A Survey," in IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 24, no. 4, pp. 2633-2672, Fourthquarter 2022, doi: 10.1109/COMST.2022.3199901.

14. 3rd Generation Partnership Project Technical Specification Group Radio Access Network. Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 17) //Technical Report. – 2022.

15. Л А. Плотников ПЕРСПЕКТИВЫ РЕАЛИЗАЦИИ СПУТНИКОВОЙ ГРУППИРОВКИ «СФЕРА» ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДОСТИЖЕНИЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕЛЕЙ РАЗВИТИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ // Экономика и качество систем связи. 2024. №1 (31). URL: https://cyberleninka.ru/article/n/perspektivy-realizatsii-sputnikovoy-gruppirovki-

sfera-dlya-obespecheniya-dostizheniy-nauchno-tehnicheskih-tseley-razvitiya (дата обращения: 22.06.2025).

16. Н. Д. Ань, А. Ершов. Система "Марафон IoT" и новый рынок спутникового IoT. Технологии и средства связи. – 2021. – № S1. – С. 75-80. – EDN QDEXAT.

17. Мешков, И. К. Проверка работоспособности методов оценки частотного рассогласования в системах связи с технологией DFT-s-OFDM для различных методов доступа / И. К. Мешков, А. Р. Гизатулин, Р. О. Сальников // Проблемы техники и технологии телекоммуникаций. Оптические технологии в телекоммуникациях : Материалы XXIV Международной научно-технической конференции и материалы XX Международной научно-технической конференции. В 2-х томах, Уфа, 23–25 ноября 2022 года. Том I. – Уфа: ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ "УФИМСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ НАУКИ И ТЕХНОЛОГИЙ", 2023. – С. 165-167.

18. Исследование методов оценки и компенсации частотного рассогласования в системах связи 6G с технологией DFT-s-OFDM в каналах с райсовскими и рэлеевскими замираниями / Р. О. Сальников, И. К. Мешков, А. Р. Гизатулин, А. Х. Султанов // Инфокоммуникационные технологии. – 2022. – Т. 20, № 4. – С. 14-22. – DOI 10.18469/ikt.2022.20.4.02. – EDN ILAJQL.

19. X. Chen, A. Li, G. Gao, A. Al Amin, W. Shieh, Unique-word DFT-Spread OFDM for Ultra-high Speed Optical Transmission, in Proc. Opto-Electronics and Communications Conference, 2012.

20. A. Şahin, R. Yang, M. Ghosh, R. L. Olesen, An Improved Unique Word DFT-Spread- OFDM Scheme for 5G Systems, in Proc. IEEE Globecom Workshops, 2015.

21. A. Şahin, R. Yang, E. Bala, M.C. Beluri, R.L. Olesen, Flexible DFT-S-OFDM: Solutions and Challenges, in Proc. IEEE Communications Magazine, 2016, pp. 106-112.

22. G. Berardinelli, Generalized DFT-s-OFDM Waveforms without Cyclic Prefix, in Proc. IEEE Access, vol.6, pp. 4677-4689, 2017.

23. Сальников Р.О., Мешков И.К., Гизатулин А.Р., Харенко А.А., Султанов А.Х., Тимофеев А.Л., Мешкова А.Г. Оценка и компенсация частотного рассогласования в условиях канала спутник-земля для низкоорбитальных систем // VI Научный форум «Телекоммуникации: теория и технологии» ТТТ-2023. Материалы XXV Международной научно-технической конференции. – Казань, 2023. – С. 215–217.

24. Сальников Р.О., Мешков И.К., Гизатулин А.Р., Виноградова И.Л., Мешкова А.Г. Расчет вероятности появления битовой ошибки в условиях влияния эффекта Доплера при передаче данных в низкоорбитальных спутниковых системах // VI Научный форум «Телекоммуникации: теория и технологии» ТТТ-2023. Материалы XXV Международной научно-технической конференции. – Казань, 2023. – С. 221–223.

25. J. Liu, W. Liu, X. Hou, Y. Kishiyama, L. Chen, T. Asai, Non-Orthogonal Waveform (NOW) for 5G Evolution and 6G, IEEE 31st PIMRC'20 - Workshop on Waveform Design for Beyond 5G Communications, 2020, pp.1-6.

26. A. Şahin, R. Yang, E. Bala, M.C. Beluri, R.L. Olesen, DFT-Spread OFDM with Frequency Domain Reference Symbols, GLOBECOM 2017 - 2017 IEEE Global Communications Conference, 2017, pp. 1-6.

27. Y. Kim, J. Seo, B. You, H. Jung, I. -H. Lee and J. -B. Kim, "A Survey on Doppler Mitigation Approaches in Satellite Communications," 2023 14th International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), Jeju Island, Korea, Republic of, 2023, pp. 1581-1583, doi: 10.1109/ICTC58733.2023.10393146

28. S. Buzzi et al., "LEO Satellite Diversity in 6G Non-Terrestrial Networks: OFDM vs. OTFS," in IEEE Communications Letters, vol. 27, no. 11, pp. 3013-3017, Nov. 2023, doi: 10.1109/LCOMM.2023.3320793.

29. G. George, S. Roy, S. Raghunandan, C. Rohde and T. Heyn, "5G New Radio in Nonlinear Satellite Downlink: A Physical Layer Comparison with DVB-

S2X," 2021 IEEE 4th 5G World Forum (5GWF), Montreal, QC, Canada, 2021, pp. 499-504, doi: 10.1109/5GWF52925.2021.00094.

30. Zhang, Y., Sun, H., Cheng, E. et al. An Underwater Acoustic Implementation of DFT-Spread OFDM. EURASIP J. Adv. Signal Process. 2010, 572453 (2010). https://doi.org/10.1155/2010/572453

31. Cho, Yong Soo. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB. / Yong Soo Cho, Jaekwon Kim Won, Young Yang Chung, G. Kang // IEEE PRESS John Wiley & Sons. − 2010.

32. Сальников Р.О., Мешков И.К., Гизатулин А.Р., Султанов А.Х., Тимофеев А.Л., Мешкова А.Г. Разработка и исследование метода компенсации частотного рассогласования на основе использования уникальных слов в системах спутниковой связи 5G и 6G. // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – № 7. https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.7.10

33. Alphan Şahin, Rui Yang, Frank La Sita, Robert L. Olesen, A Comparison of SC-FDE and UW DFT-s-OFDM for Millimeter Wave Communications, in Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC), 2018.

34. Бакулин, М.Г. Технология MIMO: принципы и алгоритмы / М.Г. Бакулин, Л.А. Варукина, В.Б. Крейнделин. – Москва: Горячая линия – Телеком, 2014. – 242 с. 2.

35. Рыжков, А.Е. Сети стандарта LTE. Развитие технологий радиодоступа / А.Е. Рыжков, М.А. Сиверс, А.С. Бабкин, А.М. Пыленок, А.П. Трофимов. – СанктПетербург: СПбГУТ, 2015. –256 с.

36. Chaparro L.F., Akan A. Signals and Systems Using MATLAB //Elsevier. – 2019. – 3rd Edition. https://doi.org/10.1016/C2017-0-00826-1

37. Khan M.A., Davies R., Hassan F. Securing Wireless Signals using Artificial Phase Noise //IEEE Computing and Communication Workshop and Conference. – 2022. – P. 0943-0947. https://doi.org/10.1109/CCWC54503.2022.9720754

38. Ng H.J., Feger R., Stelzer A. A Fully-Integrated 77-GHz UWB Pseudo-Random Noise Radar Transceiver With a Programmable Sequence Generator in

SiGe Technology //IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2014. – Vol. 61(8). – P. 2444-2455. https://doi.org/10.1109/TCSI.2014.2309774

39. Shubhaker B. Phase Coded Radar Signals – Frank Code & P4 Codes //International Journal of Advance Research, Ideas and Innovations in Technology. – 2017.

40. G. Berardinelli, K. Pedersen, F. Frederiksen, T. B. Sorensen and P. Mogensen, "Unique Word DFT-Spread-OFDM for Fast Time-Varying Channels," 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Sydney, NSW, Australia, 2017, pp. 1-6

41. G. Berardinelli, F. Frederiksen, K. Pedersen, P. Mogensen and K. Pajukoski, "Reference sequence design for zero-tail DFT-spread-OFDM," 2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Doha, Qatar, 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/WCNC.2016.7564980.

42. Y. I. Tek and E. Basar, "A Novel and Secure AFDM System for High Mobility Environments," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, doi: 10.1109/TVT.2025.3586731.

43. V. M. Reddy and H. Bitra, "PAPR in AFDM: Upper Bound and Reduction With Normalized μ-Law Companding," in *IEEE Access*, vol. 13, pp. 86553-86561, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3569391.

44. A. Bemani, N. Ksairi and M. Kountouris, "Affine Frequency Division Multiplexing for Next Generation Wireless Communications," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 22, no. 11, pp. 8214-8229, Nov. 2023, doi: 10.1109/TWC.2023.3260906.

45. R. Hadani *et al*., "Orthogonal Time Frequency Space Modulation," *2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, San Francisco, CA, USA, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/WCNC.2017.7925924.

46. E. M. Mohamed and M. M. Fouda, "OTFS-Based Proactive Dynamic UAV Positioning for High-Speed Train Coverage," in *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 5, pp. 5718-5734, 2024, doi: 10.1109/OJCOMS.2024.3453906.

47. P. Raviteja, K. T. Phan and Y. Hong, "Embedded pilot-aided channel estimation for OTFS in delay-Doppler channels," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 68, no. 5, pp. 4906–4917, May 2019, doi: 10.1109/TVT.2019.2906357.

48. H. Guan, Z. He, X. Yang, C. Qu and Y. Zuo, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction of OTFS Based on Precoding DFT-Spread," in *IEEE Access*, vol. 13, pp. 174857-174867, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3618656.

49. S. Saleh et al., "Integrated 6G TN and NTN Localization: Challenges, Opportunities, and Advancements," in IEEE Communications Standards Magazine, vol. 9, no. 2, pp. 63-71, June 2025, doi: 10.1109/MCOMSTD.2025.3569014.

50. J. Wu and P. Fan, "A Survey on High Mobility Wireless Communications: Challenges, Opportunities and Solutions," in IEEE Access, vol. 4, pp. 450-476, 2016, doi: 10.1109/ACCESS.2016.2518085.

51. S. Kaur, H. Singh, A. Singh Sappal, Carrier Frequency Offset Estimation for OFDM Systems Using Time/Frequency-Domain Techniques, in Proc. International Journal of Advanced Research in Computer Science and Electronics Engineering, vol.1, no.2, 2012, pp. 154-160.

52. D. Katselis, E. Kofidis, A. Rontogiannis, S. Theodoridis, Preamble-Based Channel Estimation for CP-OFDM and OFDM/OQAM Systems: A Comparative Study, in Proc. IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 58, no. 5, 2010, pp. 2911-2916.

53. Mohd. Tavfeeq, A. Xavier Das, A.K. Jaiswal, A Comparative performance analysis of CFO Estimation in OFDM Systems for Urban, Rural and Rayleigh area using CP and Moose Technique, in Proc. International Journal of Current Engineering and Technology, vol.5, no.4, 2015, pp. 2942-2946.

54. D. Khosla, S. Singh, R. Singh, S. Goyal, OFDM Modulation Technique & its Applications: A Review, International Conference on Innovations in Computing (ICIC 2017), pp. 101-105.

55. 3GPP TR 28.808 V17.0.0 (2021-03). 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Services and System Aspects Study on management

and orchestration aspects of integrated satellite components in a 5G network (Release 17), 2021

56. Сальников Р.О., Мешков И.К., Гизатулин А.Р., Тимофеев А.Л., Султанов А.Х., Харенко А.А., Мешкова А.Г. Анализ методов снижения пик-фактора сигнала в условиях влияния эффекта Доплера в гибридных сетях связи // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. - 2024. - Т. 27. - №3. - С. 61-70. doi: 10.18469/1810-3189.2024.27.3.61-70

57. A. Kumar, N. Gaur and A. Nanthaamornphong, "Optimizing PAPR, BER, and PSD Efficiency: Using Phase Factors Generated by Bacteria Foraging Algorithm for PTS and SLM Methods," in IEEE Access, vol. 12, pp. 54964-54977, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3389823.

58. B. K. Priya and P. Samundiswary, "Spectral Efficiency and BER Analysis of OFDM-IM with M-Ary QAM Under Rayleigh Fading Channel," 2017 IEEE International Conference on Computational Intelligence and Computing Research (ICCIC), Coimbatore, India, 2017, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICCIC.2017.8524525.

59. B. Tang, K. Qin, H. Mei and C. Chen, "Iterative Clipping-Noise Compression Scheme for PAPR Reduction in OFDM Systems," in IEEE Access, vol. 7, pp. 134348-134359, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2941389.

60. K. Anoh, C. Tanriover, B. Adebisi and M. Hammoudeh, "A New Approach to Iterative Clipping and Filtering PAPR Reduction Scheme for OFDM Systems," in IEEE Access, vol. 6, pp. 17533-17544, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2751620.

61. Z. Xing, K. Liu, A. S. Rajasekaran, H. Yanikomeroglu and Y. Liu, "A Hybrid Companding and Clipping Scheme for PAPR Reduction in OFDM Systems," in IEEE Access, vol. 9, pp. 61565-61576, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3074009.

62. Mehdi Hosseinzadeh Aghdam, Abbas Ali Sharif. PAPR reduction in OFDM systems: An effcient PTS approach based on particle swarm optimization. Department of Computer Engineering, University of Bonab, Bonab, Iran.

63. Singh M., Patra S. K. Partial transmit sequence optimization using improved harmony search algorithm for PAPR reduction in OFDM. ETRI J. 2017. No. 39 (6). P. 782–793.

64. Моделирование алгоритмов уменьшения пик-фактора OFDM сигналов и реализация наилучшего метода для канала с замираниями / П. В. Луферчик, А. Н. Конев, Е. В. Богатырев, Р. Г. Галеев // Сибирский аэрокосмический журнал. 2022. Т. 23, № 2. С. 177–188. Doi: 10.31772/2712-8970-2022-23-2-177-188.

65. Y. A. Jawhar et al., "A Review of Partial Transmit Sequence for PAPR Reduction in the OFDM Systems," in IEEE Access, vol. 7, pp. 18021-18041, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2894527.

66. S. Xing, G. Qiao and L. Ma, "A Blind Side Information Detection Method for Partial Transmitted Sequence Peak-to-Average Power Reduction Scheme in OFDM Underwater Acoustic Communication System," in IEEE Access, vol. 6, pp. 24128-24136, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2829620.

67. Сальников Р.О., Мешков И.К., Гизатулин А.Р., Султанов А.Х., Тимофеев А.Л., Мешкова А.Г. Разработка метода снижения пик-фактора сигнала для ортогональных методов доступа на основе использования формирующих фильтров в гибридных сетях связи. // // Вестник СибГУТИ – 2026. Т. 20. – № 2. С. 45–60. https://doi.org/10.55648/1998-6920-2026-20-2-45-60

68. Lee S. J., Beaulieu N. C. Performance comparison of non-data-aided symbol timing-error detection for the raised-cosine and" Better than" raised-cosine pulses //IEEE transactions on communications. – 2009. – Т. 57. – №. 5. – С. 1261-1264. https://doi.org/10.1109/TCOMM.2009.05.070169

69. Assimonis S. D. et al. Optimized “better than” raised-cosine pulse for reduced ICI in OFDM systems //2010 17th International Conference on Telecommunications. – IEEE, 2010. – С. 249-252. https://doi.org/10.1109/ICTEL.2010.5478748

70. Сальников Р.О., Мешков И.К., Гизатулин А.Р., Султанов А.Х., Тимофеев А.Л., Мешкова А.Г. Разработка метода компенсации частотного

рассогласования в спутниковых каналах связи на основе оптимизации формирующих фильтров // Инфокоммуникационные технологии. – 2025. – Т. 23. – № 2 (90). – С. 27–36. https://doi.org/10.18469/ikt.2025.23.2.03

71. Ochiai H. Peak Power Properties of Band-Limited Signals: With Pulse Shaping or Windowing //IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2024. – Т. 73. – №. 10. – С. 15200-15213. https://doi.org/10.1109/TVT.2024.3410398

72. Сальников Р.О. Методы оптимизации сигнально-кодовых конструкций в гибридных сетях связи // Мавлютовские чтения. Материалы XVIII Всероссийской молодёжной научной конференции. – Уфа, 2024. – С. 232–236.

73. R. Ahmad and A. Srivastava, "PAPR Reduction of OFDM Signal Through DFT Precoding and GMSK Pulse Shaping in Indoor VLC," in IEEE Access, vol. 8, pp. 122092-122103, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3006247.

74. A. M. Jaradat, J. M. Hamamreh and H. Arslan, "Modulation Options for OFDM-Based Waveforms: Classification, Comparison, and Future Directions," in IEEE Access, vol. 7, pp. 17263-17278, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2895958.

75. Y. Huang and B. Su, "Circularly Pulse-Shaped Precoding for OFDM: A New Waveform and Its Optimization Design for 5G New Radio," in IEEE Access, vol. 6, pp. 44129-44146, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2864336.

76. Султанов А.Х., Черных В.В., Мешков И.К., Мешкова А.Г. Ишмияров А.А., Методика определения оптимального коэффициента скругления спектра в беспроводных цифровых системах связи для устранения межсимвольной интерференции // Электротехнические и информационные комплексы и системы / Том 9, №2, стр. 96-101, 2013.

77. Султанов А.Х., Багманов В.Х., Мешков И.К., Мешкова А.Г. Ишмияров А.А., Компенсация межсимвольных искажений на основе формирующих фильтров в телекоммуникационных системах // Вестник Уфимского Государственного технического университета / Том 17, №4 (57), стр. 128-134, 2013

78. Мешков И.К., Гизатулин А.Р., Катаскин Л. В. Влияние формирующего фильтра «Better Than» Raised-Cosine на показатель PAPR в технологии DFT-s-OFDM // Проблемы техники и технологии телекоммуникаций. Оптические технологии в телекоммуникациях / Материалы XXIV Международной научно-технической конференции и материалы XX Международной научно-технической конференции. В 2-х томах. Том I. Уфа, 2023.

79. Aboul-Dahab M. A., Fouad M. M., Roshdy R. A. Generalized discrete Fourier transform for FBMC peak to average power ratio reduction //IEEE access. – 2019. – Т. 7. – С. 81730-81740. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2921447

80. Peng S. et al. PAPR reduction of multicarrier faster-than-Nyquist signals with partial transmit sequence //IEEE Access. – 2017. – Т. 5. – С. 24931-24937. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2771758

81. Sahrab A. A., Yaseen A. D. Filtered orthogonal frequency division multiplexing for improved 5G systems //Bulletin of Electrical Engineering and Informatics. – 2021. – Т. 10. – №. 4. – С. 2079-2087. https://doi.org/10.11591/eei.v10i4.3119

82. Zhang X. et al. Filtered-OFDM-enabler for flexible waveform in the 5th generation cellular networks //2015 IEEE global communications conference (GLOBECOM). – IEEE, 2015. – С. 1-6. https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2015.7417854

83. Калинин В. С., Белов С. П. Обзор источников помех в спутниковых системах связи //Научный результат. Информационные технологии. – 2022. – Т. 7. – №. 3. – С. 3-13. https://doi.org/10.18413/2518-1092-2022-7-3-0-1

84. S. Kim, H. -C. Park, D. Kang, D. Minn and S. -G. Yang, "A 24.5–29.5GHz Broadband Parallel-to-Series Combined Compact Doherty Power Amplifier in 28-nm Bulk CMOS for 5G Applications," 2021 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), Atlanta, GA, USA, 2021, pp. 171-174, doi: https://doi.org/10.1109/RFIC51843.2021.9490410

85. V. Camarchia et al., "Base-band predistortion linearization scheme of high efficiency power amplifiers for wireless applications," 2008 Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits, Malaga, Spain, 2008, pp. 119-122, doi: https://doi.org/10.1109/INMMIC.2008.4745731

86. K. V. Vinetha and R. S. Yarabothu, "Design and Simulation of Optimized Doherty Power Amplifier for 5G Communication in Sub-6 GHz Frequency Band," 2021 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS), Hangzhou, China, 2021, pp. 1285-1293, doi: https://doi.org/10.1109/PIERS53385.2021.9694970

87. Takayuki Kato, Keiichi Yamaguchi and Yasuhiko Kuriyama, "A Doherty power amplifier module for mobile terminals with variable linearity function," 2006 Asia-Pacific Microwave Conference, Yokohama, Japan, 2006, pp. 1881-1884, doi: 10.1109/APMC.2006.4429776.

88. Alexander L. Timofeev, Albert Kh. Sultanov, "Holographic method of error-correcting coding," Proc. SPIE 11146, Optical Technologies for Telecommunications 2018, 111461A (24 June 2019); https://doi.org/10.1117/12.2526922

89. Тимофеев, А. Л. Спектральное голографическое кодирование / А. Л. Тимофеев, А. Х. Султанов // V Научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2021: Материалы XXIII Международной научно-технической конференции, Самара, 23–26 ноября 2021 года. – Самара: Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, 2021. – С. 10-14. – EDN FKUXAT.

90. Голографические методы параллельной передачи информации / А. Л. Тимофеев, А. Х. Султанов, И. К. Мешков, А. Р. Гизатулин // Электроника, фотоника и киберфизические системы. – 2023. – Т. 3, № 4. – С. 65-72. – EDN UJBGHD.

91. R. Nissel, M. Rupp, Pruned DFT Spread FBMC: Low PAPR, Low Latency, High Spectral Efficiency, in Proc. IEEE Transactions on Communications , vol. 66, num. 10, 2018, pp. 4811-4825.

92. Сальников Р.О., Мешков И.К., Гизатулин А.Р. Использование произведения Кронекера при оценке и компенсации рассогласования в системах связи с технологией OFDM и DFT-S-OFDM // Проблемы техники и технологии телекоммуникаций. Оптические технологии в телекоммуникациях. Материалы XXIV Международной научно-технической конференции. – Уфа, 2023. – С. 169-170.

93. Хантимерова Э.З., Гизатулин А.Р., Мешков И.К., Загидуллин А.Н., Сальников Р.О. Разработка метода снижения пик-фактора в оптической системе связи с OFDM на основе произведения Кронекера // VI Научный форум «Телекоммуникации: теория и технологии» ТТТ-2023. Материалы XXV Международной научно-технической конференции. – Казань, 2023. – С. 44-46.

94. S. Das, S. Majhi, Z. Liu, A Novel Class of Complete Complementary Codes and Their Applications for APU Matrices, in Proc. IEEE Signal Processing Letters, vol. 25, num.9, pp. 1300-1304, 2018.

95. B. Sokal, P. R. B. Gomes, A. L. F. de Almeida; M. Haardt, Joint Channel, Data, and Phase-Noise Estimation in MIMO-OFDM Systems Using a Tensor Modeling Approach, in Proc. ICASSP 2021 - 2021 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2021.

96. А.А. Калачиков, Н.С. Щелкунов, Построение и Проверка Радио-Канала MIMO На Основе Результатов Измерений, Омский Научный Вестник, №2 (158), стр.93-94, 2018.

97. Wenqi Q. et al. Fine Doppler shift acquisition algorithm for BeiDou software receiver by a look-up table //Journal of Systems Engineering and Electronics. – 2020. – Т. 31. – №. 3. – С. 612-625. https://doi.org/10.23919/JSEE.2020.000037

98. Tian D. et al. Frequency offset estimation for 5G based LEO satellite communication systems //2019 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). – IEEE, 2019. – С. 647-652. https://doi.org/10.1109/ICCChina.2019.8855824

99. Harris F. J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform //Proceedings of the IEEE. – 1978. – Т. 66. – №. 1. – С. 51-83. https://doi.org/10.1109/PROC.1978.10837

100. Sultana T., Shawkat S. A. Employment of pulse shaping techniques for efficient PAPR reduction in OFDM system //2014 17th International Conference on Computer and Information Technology (ICCIT). – IEEE, 2014. – С. 482-487. https://doi.org/10.1109/ICCITechn.2014.7073118

101. Mamun M. M. I., Medhi D., Beard C. CP-Less MIMO Discrete Fourier Transform Spread OFDM //2020 International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC). – IEEE, 2020. – С. 1-6. https://doi.org/10.1109/ISNCC49221.2020.9297194

102. Hossain M. N. et al. Waveform design of DFT-Spread WR-OFDM system for the OOB and PAPR reduction //2018 international conference on information and communication Technology convergence (ICTC). – IEEE, 2018. – С. 792-796. https://doi.org/10.1109/ICTC.2018.8539398

103. Mamun M. M. I., Beard C., Medhi D. A UAV-Assisted Multiuser Non-terrestrial Cyclic Postfixed Windowed OFDM System //2022 International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC). – IEEE, 2022. – С. 1-6. https://doi.org/10.1109/ISNCC55209.2022.9851701

104. Сальников Р.О., Голографическое кодирование служебных последовательностей в гибридных системах связи пятого и шестого поколений с использованием низкоорбитальных спутников // Инфокоммуникационные технологии. – 2026. –

105. Сальников Р.О., Мешков И.К., Гизатулин А.Р., Султанов А.Х., Тимофеев А.Л. Голографическое кодирование пилот-сигналов для повышения пропускной способности спутникового сегмента конвергентных систем связи // Проблемы техники и технологии телекоммуникаций. Материалы XXV Международной научно-технической конференции. – Уфа, 2025. – С. 289-290.

106. Сальников Р.О., Мешков И.К., Гизатулин А.Р., Султанов А.Х., Тимофеев А.Л. Метод формирования защитных интервалов на основе

голографического кодирования для спутникового сегмента конвергентных систем связи // Проблемы техники и технологии телекоммуникаций. Материалы XXV Международной научно-технической конференции. – Уфа, 2025. – С. 293-294.

107. Передача радиосигналов с помощью HackRF [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://habr.com/ru/articles/372177/

108. Делаем модем: передаем цифровые данные по воздуху с помощью OFDM и GNU Radio [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://habr.com/ru/articles/497638/

109. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022664592 Российская Федерация. Программный комплекс по имитации оценки и компенсации частотного и временного рассогласования в DFT-S-OFDM: № 2022664175; заявл. 27.07.2022; опубл. 02.08.2022 / И. К. Мешков, А. Р. Гизатулин, Р. О. Сальников. – Текст: электронный.

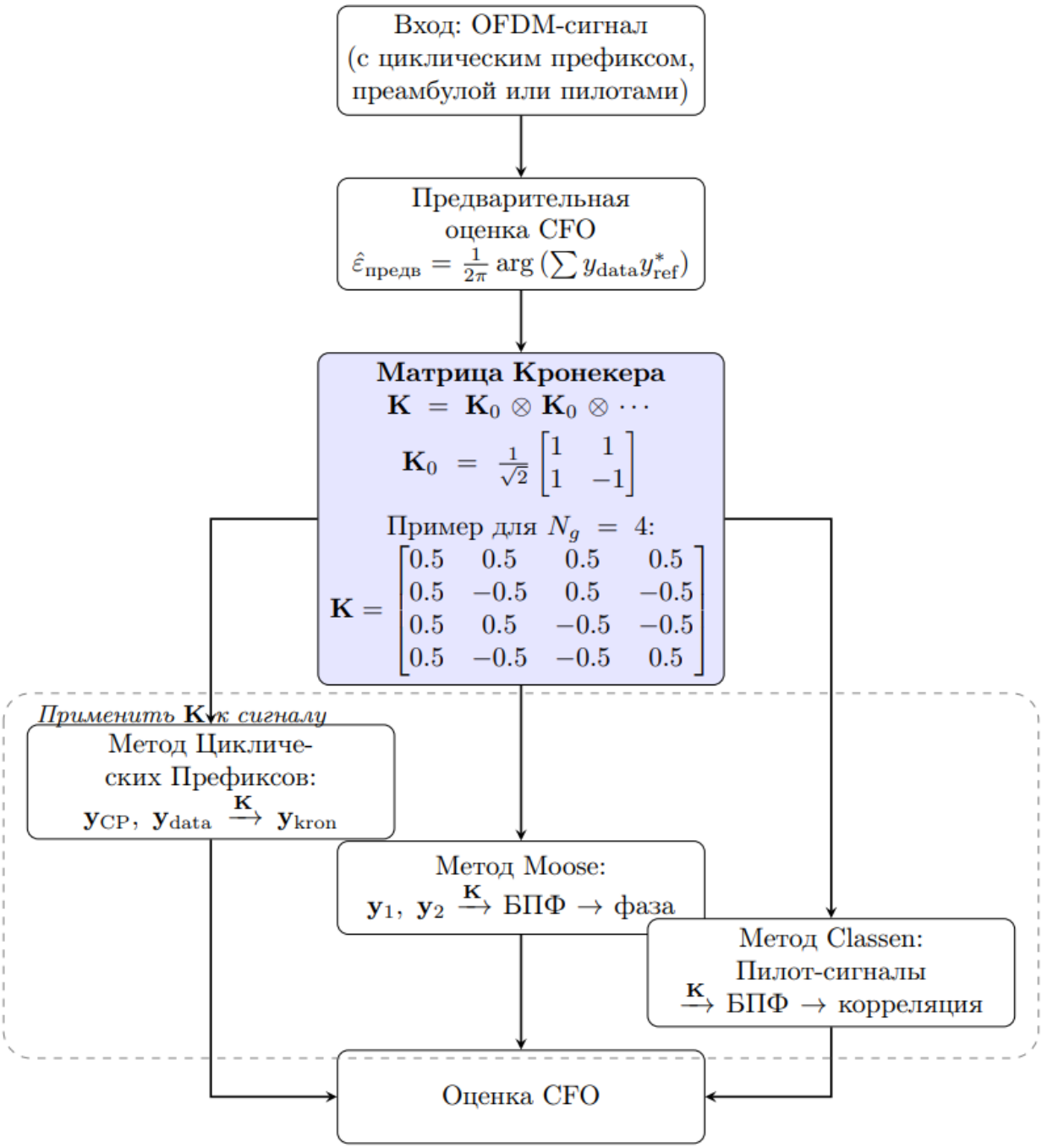
110. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023611282 Российская Федерация. Программный комплекс для оценки и компенсации частотного рассогласования в оптоволоконных когерентных системах передачи с OFDM: № 2023610180; заявл. 09.01.2023; опубл. 18.01.2023 / И. К. Мешков, А. Р. Гизатулин, Р. О. Сальников. – Текст: электронный.

111. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2025687795 Российская Федерация. Программный комплекс для генерации и анализа технологий обработки потоков данных с голографическими пилот-сигналами в системах беспроводной связи: № 2025686076; заявл. 26.09.2025; опубл. 15.10.2025 / Р. О. Сальников. – Текст: электронный.

112. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2025687359 Российская Федерация. Программный комплекс для анализа данных с использованием голографических пилот-сигналов, передаваемых по средствам программно-определяемого радио: №

2025686129: заявл. 26.09.2025; опубл. 09.10.2025 / Р. О. Сальников. – Текст: электронный.

Приложение А. Блок-схема алгоритма повышения эффективности оценки и компенсации частотного рассогласования



Приложение Б. Исходный код программы моделирования оценки и компенсации частотного рассогласования

```
%% Параметры моделирования
SubcarrierSpacing = 360e3;
CarrierFrequency  = 4.895e9;
c = 3e8; % скорость света
v = 7623; % относительная скорость
d = 5e6; % орбитальное расстояние
fd = (CarrierFrequency*v)/c; % Доплеровский сдвиг
CFO = fd/SubcarrierSpacing; % Нормализованное смещение частоты несущей
% CFO = 0; % Раскомментируйте для отключения CFO

% Параметры системы
Nfft = 256;      % Размер FFT
Ndb = Nfft/8;     % Количество поднесущих на пользователя
Nbps = 4;         % Количество бит на символ
M = 2^Nbps;       % Размер созвездия M-QAM
Es = 1;           % Энергия сигнала
A = sqrt(3/2/(M-1)*Es); % Фактор нормализации QAM
Ncp = Nfft/8;     % Длина циклического префикса
Nofdm = Nfft+Ncp; % Полная длина OFDM символа
Nsym = 100;       % Количество символов для анализа
S = Nfft/Ndb;     % Фактор расширения

% === ИЗМЕНЕНО: Выбор режима предкодирования Кронекера ===
% 'without_kronecker' - без предкодирования
% 'with_kronecker_fixed' - статическое предкодирование (старое поведение)
% 'with_kronecker_adaptive' - адаптивное предкодирование на основе SNR и CFO
(ML-принципы)
precoding_mode   =   'with_kronecker';   %   Варианты:   'without_kronecker',
'with_kronecker_fixed', 'with_kronecker_adaptive'

% Выбор типа фильтрации (только none или all)
filter_type = 'none'; % Варианты: 'none', 'all'

% Выбор типа пилот-сигналов
pilot_type   =   'standard';   %   Варианты:   'standard',   'holographic',
'holographic_reduced', 'holographic_minimal'

% Параметры пилот-сигналов
pilot_symbols = 2;              % Количество символов, используемых для пилотов
pilot_pattern = 'comb';         % Тип размещения: 'comb' (гребенчатый), 'block'
(блочный), 'scattered' (разбросанный)

% Параметры для различных типов пилотов
switch pilot_type
    case 'standard'
        pilot_spacing = 4;                  % Разнос между пилотами (1 = все
поднесущие, 2 = каждая вторая и т.д.)
    case 'holographic'
        pilot_spacing = 4;              % Такой же разнос, как для стандартных
пилотов
        % Параметры голографического кодирования
        k_holo = 8;                      % Размер входного блока (должно быть
четным для 2D голографического кодирования)
        n_holo = 2^k_holo;              % Размер кодового слова
    case 'holographic_reduced'
        pilot_spacing = 8;                % Уменьшенный разнос (вдвое меньше
пилотов)
        % Параметры голографического кодирования
```

```
        k_holo = 8;                         % Размер входного блока (должно быть
четным для 2D голографического кодирования)
        n_holo = 2^k_holo;                  % Размер кодового слова
    case 'holographic_minimal'
        pilot_spacing = 12;                % Минимальный разнос (в 3-4 раза меньше
пилотов)
        % Параметры голографического кодирования
        k_holo = 8;                         % Размер входного блока (должно быть
четным для 2D голографического кодирования)
        n_holo = 2^k_holo;                  % Размер кодового слова
    otherwise
        error('Неизвестный тип пилот-сигналов');
end

...

%% OFDM Блок
for m = 1:Nsym
    if mod(m, 10) == 0
        fprintf('Обработка символа %d из %d\n', m, Nsym);
    end

    % Генерация данных
    msgint = randi([0 M-1], 1, Ndb);

    % Обработка пилотных и информационных символов
    if m <= pilot_symbols
        % Добавление пилот-сигналов в зависимости от выбранного типа
        switch pilot_type
            case 'standard'
                [Xp_OFDM,     pilot_indices_OFDM,     pilot_values_OFDM]     =
add_standard_pilots(zeros(1,      Ndb),      pilot_pattern,      pilot_spacing,
num_pilots_OFDM);

                % Сохраняем информацию о пилотах для первого символа
                if m == 1
                    pilot_info.OFDM.indices = pilot_indices_OFDM;
                    pilot_info.OFDM.values = pilot_values_OFDM;
                end
            case {'holographic', 'holographic_reduced', 'holographic_minimal'}
                [Xp_OFDM,     pilot_indices_OFDM,     pilot_values_OFDM]     =
add_holographic_pilots(zeros(1,     Ndb),     pilot_pattern,     pilot_spacing,
num_pilots_OFDM, holo_pilots_OFDM);

                % Сохраняем информацию о пилотах для первого символа
                if m == 1
                    pilot_info.OFDM.indices = pilot_indices_OFDM;
                    pilot_info.OFDM.values = pilot_values_OFDM;
                end
        end

        Xf_OFDM = Xp_OFDM;
    else
        Xf_OFDM = qammod(msgint, M, 'UnitAveragePower', true);
    end

    % Применение предкодирования в зависимости от выбранного режима
    switch precoding_mode
        case 'with_kronecker'
            % Создаем матрицу Кронекера подходящего размера
            K_matrix = generate_kronecker_matrix(length(Xf_OFDM));

            % Применение предкодирования
```

```
            Xf_OFDM_processed = apply_kronecker_precoding(Xf_OFDM, K_matrix);
        case 'without_kronecker'
            % Без предкодирования
            Xf_OFDM_processed = Xf_OFDM;
    end

    % Преобразуем к полному размеру FFT если нужно
    if length(Xf_OFDM_processed) < Nfft
        Xf_full = zeros(1, Nfft);
        Xf_full(1:length(Xf_OFDM_processed)) = Xf_OFDM_processed;
        Xf_OFDM_processed = Xf_full;
    end

    % IFFT и добавление UW
    xt_OFDM = ifft(Xf_OFDM_processed, Nfft);
    x_sym_OFDM = add_CP(xt_OFDM, Ncp);
    x_OFDM = [x_OFDM x_sym_OFDM];
end

% Сохранение сигналов для последующей обработки
y_OFDM = x_OFDM;

...

% Инициализация массивов для хранения результатов MSE в зависимости от типа
фильтрации
if strcmp(filter_type, 'all')
    % Для случая, когда используются все типы фильтров

    % OFDM - без фильтра
    MSE_CP_OFDM = zeros(1, length(SNRdBs));
    MSE_Moose_OFDM = zeros(1, length(SNRdBs));
    MSE_Classen_OFDM = zeros(1, length(SNRdBs));

...


    % Добавление CFO к сигналам в зависимости от типа фильтрации
    if strcmp(filter_type, 'all')
        % Добавление CFO для всех типов фильтров

        % OFDM
        y_CFO_OFDM = add_CFO(y_OFDM, CFO, Nfft);
        y_CFO_OFDM_RC = add_CFO(y_OFDM_RC, CFO, Nfft);
        y_CFO_OFDM_RRC = add_CFO(y_OFDM_RRC, CFO, Nfft);
        y_CFO_OFDM_BTRC = add_CFO(y_OFDM_BTRC, CFO, Nfft);
        y_CFO_OFDM_OBTRC = add_CFO(y_OFDM_OBTRC, CFO, Nfft);

...
        for iter = 1:MaxIter
            % OFDM - без фильтра
            y_aw_OFDM = channel_model(y_CFO_OFDM, SNRdB, 'AWGN');
            Est_CFO_CP_OFDM = CFO_CP_kron(y_aw_OFDM, Nfft, Ncp);
            MSE_CFO_CP_OFDM = MSE_CFO_CP_OFDM + (Est_CFO_CP_OFDM-CFO)^2;
            Est_CFO_Moose_OFDM = CFO_Moose_kron(y_aw_OFDM, Nfft);
            MSE_CFO_Moose_OFDM  =  MSE_CFO_Moose_OFDM  +  (Est_CFO_Moose_OFDM-
CFO)^2;
            Est_CFO_Classen_OFDM  =  CFO_Classen_kron(y_aw_OFDM,  Nfft,  Ncp,
Xp_OFDM);
            MSE_CFO_Classen_OFDM        =        MSE_CFO_Classen_OFDM        +
(Est_CFO_Classen_OFDM-CFO)^2;

...
```

```
        % Усреднение MSE
        % OFDM - без фильтра
        MSE_CP_OFDM(i) = MSE_CFO_CP_OFDM / MaxIter;
        MSE_Moose_OFDM(i) = MSE_CFO_Moose_OFDM / MaxIter;
        MSE_Classen_OFDM(i) = MSE_CFO_Classen_OFDM / MaxIter;

        ...

        for iter = 1:MaxIter
            % OFDM
            y_aw_OFDM = channel_model(y_CFO_OFDM, SNRdB, 'Rician');

            % CFO оценка для OFDM
            Est_CFO_CP_OFDM = CFO_CP(y_aw_OFDM, Nfft, Ncp);
            MSE_CFO_CP_OFDM = MSE_CFO_CP_OFDM + (Est_CFO_CP_OFDM-CFO)^2;

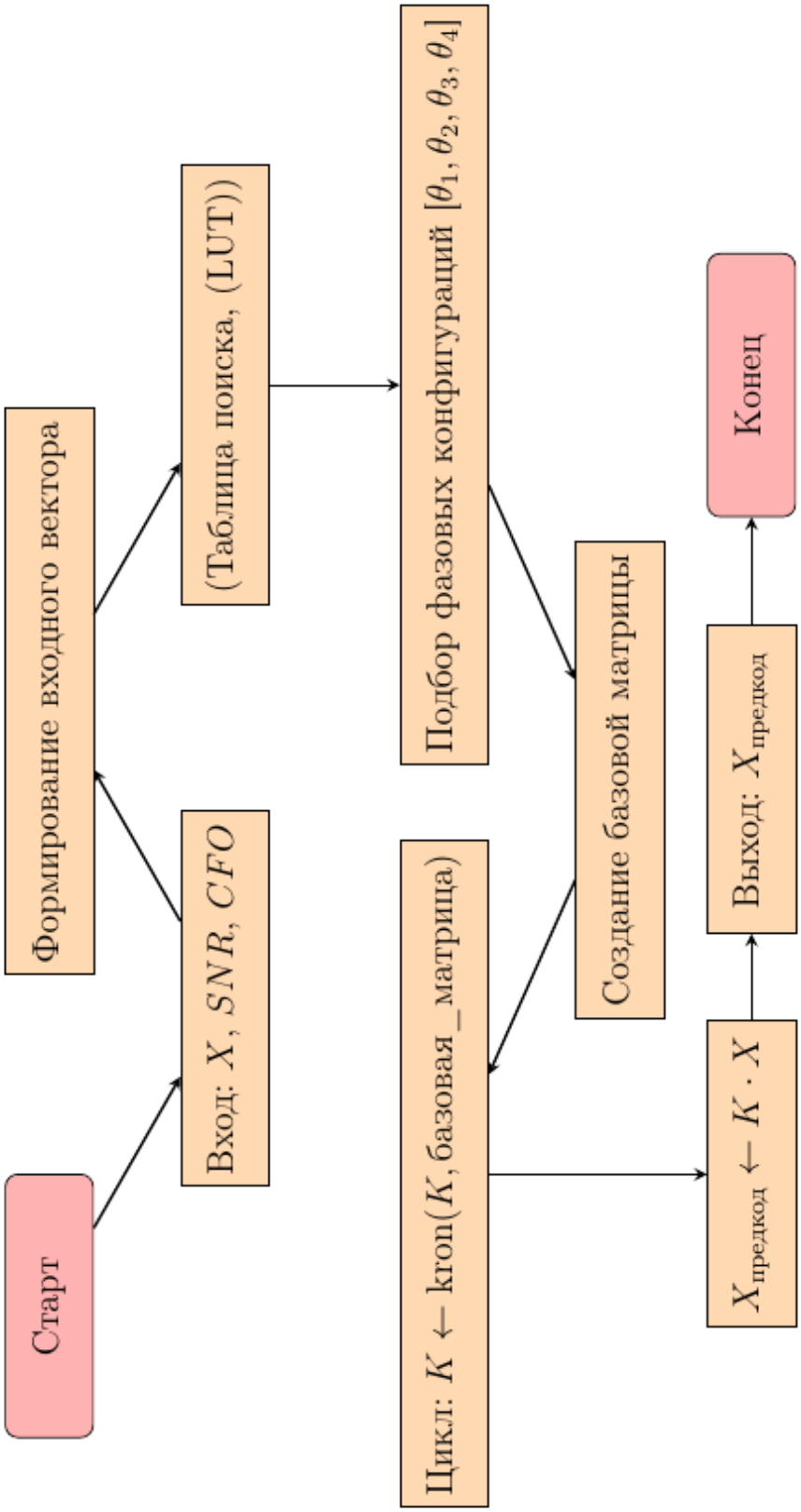
            Est_CFO_CP_OFDM_kron = CFO_CP_kron(y_aw_OFDM, Nfft, Ncp);
            MSE_CFO_CP_OFDM_kron        =        MSE_CFO_CP_OFDM_kron        +
(Est_CFO_CP_OFDM_kron-CFO)^2;

            Est_CFO_Moose_OFDM = CFO_Moose(y_aw_OFDM, Nfft);
            MSE_CFO_Moose_OFDM  =  MSE_CFO_Moose_OFDM  +  (Est_CFO_Moose_OFDM-
CFO)^2;

...

%% Визуализация результатов CFO оценки
if strcmp(filter_type, 'all')
    % Сравнение влияния различных фильтров на метод CP-based для OFDM
    figure(1);
    semilogy(SNRdBs, MSE_CP_OFDM, 'k-o', ...
        SNRdBs, MSE_CP_OFDM_RC, 'b-+', ...
        SNRdBs, MSE_CP_OFDM_RRC, 'g-*', ...
        SNRdBs, MSE_CP_OFDM_BTRC, 'r-x', ...
        SNRdBs, MSE_CP_OFDM_OBTRC, 'm-s', ...
        'LineWidth', 2);
    grid on;
    legend('No Filter', 'RC', 'RRC', 'BTRC', 'OBTRC', 'Location', 'southwest');
    xlabel('SNR[dB]'), ylabel('MSE');
    title(['CP-based CFO Estimation for OFDM ', strrep(precoding_mode, '_', '
')]);
```

Приложение В. Блок-схема алгоритма формирования матриц предкодирования



Приложение Г. Исходный код программы моделирования борьбы с повышенным пик-фактором

```
...

% Parameters for the raised cosine filter
rolloffFactor = 0.35; % Roll-off factor
spanInSymbols = 12; % Filter span in symbols
samplesPerSymbol = 6; % Number of samples per symbol (oversampling factor)
% Create the raised cosine filter coefficients
RaisedCosineFilter      =      rcosdesign(rolloffFactor,      spanInSymbols,
samplesPerSymbol, 'normal');
RootRaisedCosineFilter     =     rcosdesign(rolloffFactor,     spanInSymbols,
samplesPerSymbol, 'sqrt');
% Time vector for BTRC filter (symbol periods)
t_btrc                                  =                                    (-
spanInSymbols*samplesPerSymbol/2:1:samplesPerSymbol*spanInSymbols/2).'       /
samplesPerSymbol;
% Raised Cosine component (common between RC and BTRC)
rcComponent = cos(pi * rolloffFactor * t_btrc) ./ (1 - (2 * rolloffFactor *
t_btrc).^2);

%% BTRC & OBTRC — точные импульсы по статье Assimonis et al. (2010)
% Параметры
T = 1; % символ времени (нормирован)
alpha = rolloffFactor; % используем тот же roll-off, что и для RC

% Оптимальный параметр n для OBTRC (формула 12 из статьи)
n_opt = 0.51263*alpha^2 + 0.60786*alpha - 0.04096;
if n_opt < 0
    n_opt = 0.01; % избегаем отрицательных/нулевых значений при очень малом
alpha
end

...

%% IFDMA Block
for m=1:Nsym
   msgint=randi([0 M-1],1,Ndb); %bits_generator(1,Nsym*N,Nbps)
   if m<=2
       Xp_IFDMA = add_pilot(zeros(1,Ndb),Ndb,4);
       Xf_IFDMA=Xp_IFDMA;
       % add_pilot
   else    %Xf=  QAM(msgint((i-1)*N+1:i*N),Nbps);    % constellation  mapping.
average power=1
       Xf_IFDMA = qammod(msgint,M,'UnitAveragePower',true);
   end

   % Сохраняем индексы и значения пилотов, если они есть
   pilot_indices  =  find(abs(Xf_IFDMA)  >  0);  %  Находим  ненулевые  элементы
(пилоты)
   pilot_values = Xf_IFDMA(pilot_indices);

   % Стандартное IFDMA без предкодирования
   Xf1_IFDMA = fft(Xf_IFDMA);
   Xf2_IFDMA = zeros(1, Nfft);
   Xf2_IFDMA(1:S:Nfft)= Xf1_IFDMA;
   xt_IFDMA = sqrt(Nfft)*ifft(Xf2_IFDMA);
   x_sym_IFDMA = add_CP(xt_IFDMA,Ncp);
   x_IFDMA = [x_IFDMA x_sym_IFDMA];
```

```
   %% UW-IFDMA
   x_sym_IFDMA_UW = add_UW(xt_IFDMA,'EnhancedHoloUW',Ncp);
   x_IFDMA_UW = [x_IFDMA_UW x_sym_IFDMA_UW];

   %% ZT-IFDMA
   x_sym_IFDMA_ZT = add_HZT(xt_IFDMA,Ncp);
   x_IFDMA_ZT = [x_IFDMA_ZT x_sym_IFDMA_ZT];

   %% IFDMA с кронекеровским предкодированием
   if ~strcmp(precoding_mode, 'none')
       % Генерация матрицы предкодирования
       K_matrix = generate_kronecker_matrix(Ndb, precoding_mode, SNR_estimate,
2); % Тип системы = IFDMA

       % Применяем предкодирование
       Xf_IFDMA_kron = apply_kronecker_precoding(Xf_IFDMA, K_matrix);

       % Восстанавливаем пилоты (если есть)
       if ~isempty(pilot_indices)
           Xf_IFDMA_kron(pilot_indices) = pilot_values;
       end

       % IFDMA с предкодированием
       Xf1_IFDMA_kron = fft(Xf_IFDMA_kron);
       Xf2_IFDMA_kron = zeros(1, Nfft);
       Xf2_IFDMA_kron(1:S:Nfft) = Xf1_IFDMA_kron;
       xt_IFDMA_kron = sqrt(Nfft)*ifft(Xf2_IFDMA_kron);

       % CP-IFDMA с предкодированием
       x_sym_IFDMA_kron = add_CP(xt_IFDMA_kron, Ncp);
       x_IFDMA_kron = [x_IFDMA_kron x_sym_IFDMA_kron];

       % UW-IFDMA с предкодированием
       x_sym_IFDMA_UW_kron = add_UW(xt_IFDMA_kron, 'HoloZadoffChu', Ncp);
       x_IFDMA_UW_kron = [x_IFDMA_UW_kron x_sym_IFDMA_UW_kron];

       % ZT-IFDMA с предкодированием
       x_sym_IFDMA_ZT_kron = add_HZT(xt_IFDMA_kron, Ncp);
       x_IFDMA_ZT_kron = [x_IFDMA_ZT_kron x_sym_IFDMA_ZT_kron];
   end
end

%% Применение фильтров к стандартным сигналам
% Standart
y_IFDMA = x_IFDMA;
y_IFDMA_RC = filter(RaisedCosineFilter, 1, x_IFDMA);
y_IFDMA_RRC = filter(RootRaisedCosineFilter, 1, x_IFDMA);
y_IFDMA_BTRC = filter(btrcImpulse, 1, x_IFDMA);
y_IFDMA_OBTRC = filter(obtrcImpulse, 1, x_IFDMA);
y_IFDMA_EOBTRC = filter(enhancedOBTRCImpulse, 1, x_IFDMA);

%% Применение фильтров к предкодированным сигналам
if ~strcmp(precoding_mode, 'none')
    % Standart with Kronecker
    y_IFDMA_kron = x_IFDMA_kron;
    y_IFDMA_RC_kron = filter(RaisedCosineFilter, 1, x_IFDMA_kron);
    y_IFDMA_RRC_kron = filter(RootRaisedCosineFilter, 1, x_IFDMA_kron);
    y_IFDMA_BTRC_kron = filter(btrcImpulse, 1, x_IFDMA_kron);
    y_IFDMA_OBTRC_kron = filter(obtrcImpulse, 1, x_IFDMA_kron);
    y_IFDMA_EOBTRC_kron = filter(enhancedOBTRCImpulse, 1, x_IFDMA_kron);

...
    for iter=1:MaxIter
```

```
        %% Моделирование канала для стандартных сигналов
        y_aw_IFDMA = channel_model(y_IFDMA, SNRdB, 'Rayleigh');
        y_aw_IFDMA_RC = channel_model(y_IFDMA_RC, SNRdB, 'Rayleigh');
        y_aw_IFDMA_RRC = channel_model(y_IFDMA_RRC, SNRdB, 'Rayleigh');
        y_aw_IFDMA_BTRC = channel_model(y_IFDMA_BTRC, SNRdB, 'Rayleigh');
        y_aw_IFDMA_OBTRC = channel_model(y_IFDMA_OBTRC, SNRdB, 'Rayleigh');
        y_aw_IFDMA_EOBTRC = channel_model(y_IFDMA_EOBTRC, SNRdB, 'Rayleigh');


%% PAPR расчет для стандартных сигналов
papr_values_IFDMA = zeros(1, Nsym);
papr_values_IFDMA_RC = zeros(1, Nsym);
papr_values_IFDMA_RRC = zeros(1, Nsym);

...

for idx = 1:Nsym
    % Extract the IFDMA symbol for this period
    symbol_IFDMA = y_aw_IFDMA((idx-1)*Nofdm+1 : idx*Nofdm);
    % Calculate PAPR for the symbol
    papr_values_IFDMA(idx)                                                    =
10*log10(max(abs(symbol_IFDMA).^2)/mean(abs(symbol_IFDMA).^2));

    symbol_IFDMA_RC = y_aw_IFDMA_RC((idx-1)*Nofdm+1 : idx*Nofdm);
    papr_values_IFDMA_RC(idx)                                                 =
10*log10(max(abs(symbol_IFDMA_RC).^2)/mean(abs(symbol_IFDMA_RC).^2));

    symbol_IFDMA_RRC = y_aw_IFDMA_RRC((idx-1)*Nofdm+1 : idx*Nofdm);
    papr_values_IFDMA_RRC(idx)                                                =
10*log10(max(abs(symbol_IFDMA_RRC).^2)/mean(abs(symbol_IFDMA_RRC).^2));

...

%% Визуализация результатов
% Оригинальный график IFDMA
figure(1);
grid on, hold on;
semilogy(centers_IFDMA_RC_UW,   ccdf_IFDMA_RC_UW,   'r-s',   'LineWidth',   2,
'DisplayName', 'IFDMA\_RC');
semilogy(centers_IFDMA_RRC_UW,  ccdf_IFDMA_RRC_UW,  'm-s',   'LineWidth',   2,
'DisplayName', 'IFDMA\_RRC');
semilogy(centers_IFDMA_BTRC_UW,  ccdf_IFDMA_BTRC_UW,  'g-s',  'LineWidth',  2,
'DisplayName', 'IFDMA\_BTRC');
semilogy(centers_IFDMA_OBTRC_UW, ccdf_IFDMA_OBTRC_UW, 'k-s', 'LineWidth', 2,
'DisplayName', 'IFDMA\_OBTRC');
semilogy(centers_IFDMA_EOBTRC_UW, ccdf_IFDMA_EOBTRC_UW, 'b-s', 'LineWidth', 2,
'DisplayName', 'IFDMA\_Enhanced_OBTRC');
legend('Location', 'northeast');
xlabel('PAPR (dB)', 'FontSize', 14, 'FontWeight', 'bold');
ylabel('CCDF', 'FontSize', 14, 'FontWeight', 'bold');
title('PAPR для UW-IFDMA в передатчике (Голографический префикс)', 'FontSize',
16, 'FontWeight', 'bold');
grid on;
set(gca, 'YScale', 'log');
set(gca, 'YMinorTick', 'on');
set(gca, 'YMinorGrid', 'on');
set(gca, 'YTick', 10.^(-3:0));
xlim([0 15]);
ylim([1e-3 1]);
set(gca, 'FontSize', 14);
hold off;

...
```

```
function X_precoded = apply_kronecker_precoding(X, K_matrix)
% Применение предкодирования на основе произведения Кронекера
% X - входной сигнал
% K_matrix - матрица предкодирования

if size(K_matrix, 1) ~= length(X)
    error('Ошибка: Размерности матрицы K и вектора X не совпадают.');
end

X = X(:); % Преобразование в столбец
X_precoded = K_matrix * X;

% Возвращаем в исходный формат
if size(X, 2) > size(X, 1) % Если входной был строкой
    X_precoded = X_precoded.';
end
end
...

function p = pWindowedOBTRC_Proper(t, T, alpha, n, mu)
    % Windowed OBTRC: окно применяется ЛОКАЛЬНО к зонам 2 и 3
    % mu ? [0,1]: 0 = нет модификации, 1 = максимальное сглаживание

    p = zeros(size(t));
    t1 = T*(1 - alpha)/2;
    t2 = T/2;
    t3 = T*(1 + alpha)/2;
    gamma_n = -2*n*log(2) / (alpha*T)^n;

    % Зона 1: центр без изменений
    idx1 = abs(t) <= t1;
    p(idx1) = 1/T;

    % Зона 2: подъём с локальным окном Tukey
    idx2 = (abs(t) > t1) & (abs(t) <= t2);
    if any(idx2)
        base = exp(gamma_n * (abs(t(idx2)) - t1).^n);

        % Нормализованная позиция в зоне [0, 1]
        tau = (abs(t(idx2)) - t1) / (t2 - t1);

        % Окно Tukey локально (только к этой зоне)
        alpha_tukey = 1 - mu;  % 0 = full taper, 1 = no taper
        tukey_local = ones(size(tau));

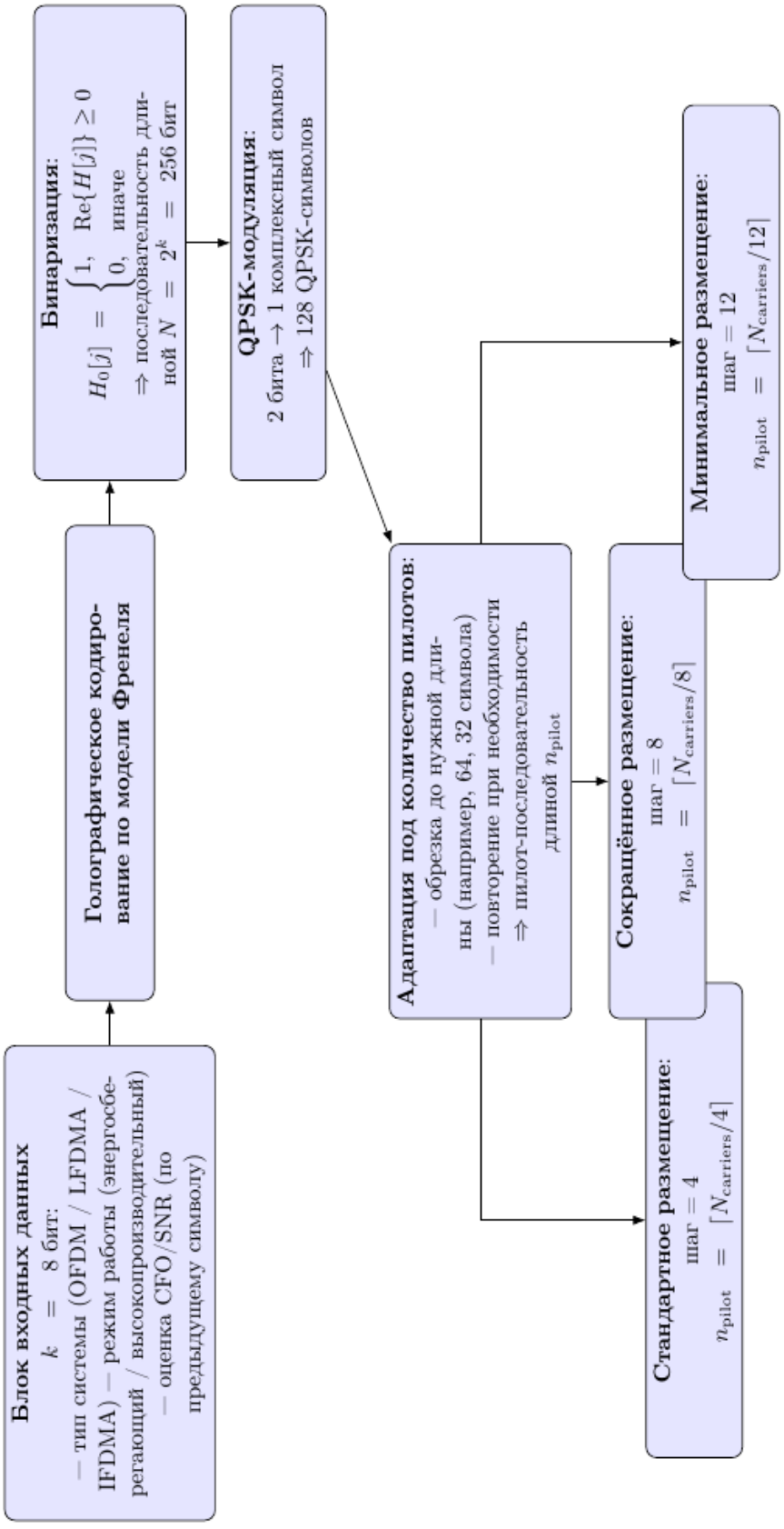
...
    % Зона 3: спад с локальным окном Tukey
    idx3 = (abs(t) > t2) & (abs(t) <= t3);
    if any(idx3)
        base = 1 - exp(gamma_n * (t3 - abs(t(idx3))).^n);

        tau = (t3 - abs(t(idx3))) / (t3 - t2);

        alpha_tukey = 1 - mu;
        tukey_local = ones(size(tau));

        idx_front = tau < alpha_tukey/2;
        if any(idx_front)
            tukey_local(idx_front) = 0.5 * (1 + cos(2*pi/alpha_tukey *
(tau(idx_front) - alpha_tukey/2)));
        end
     end
```

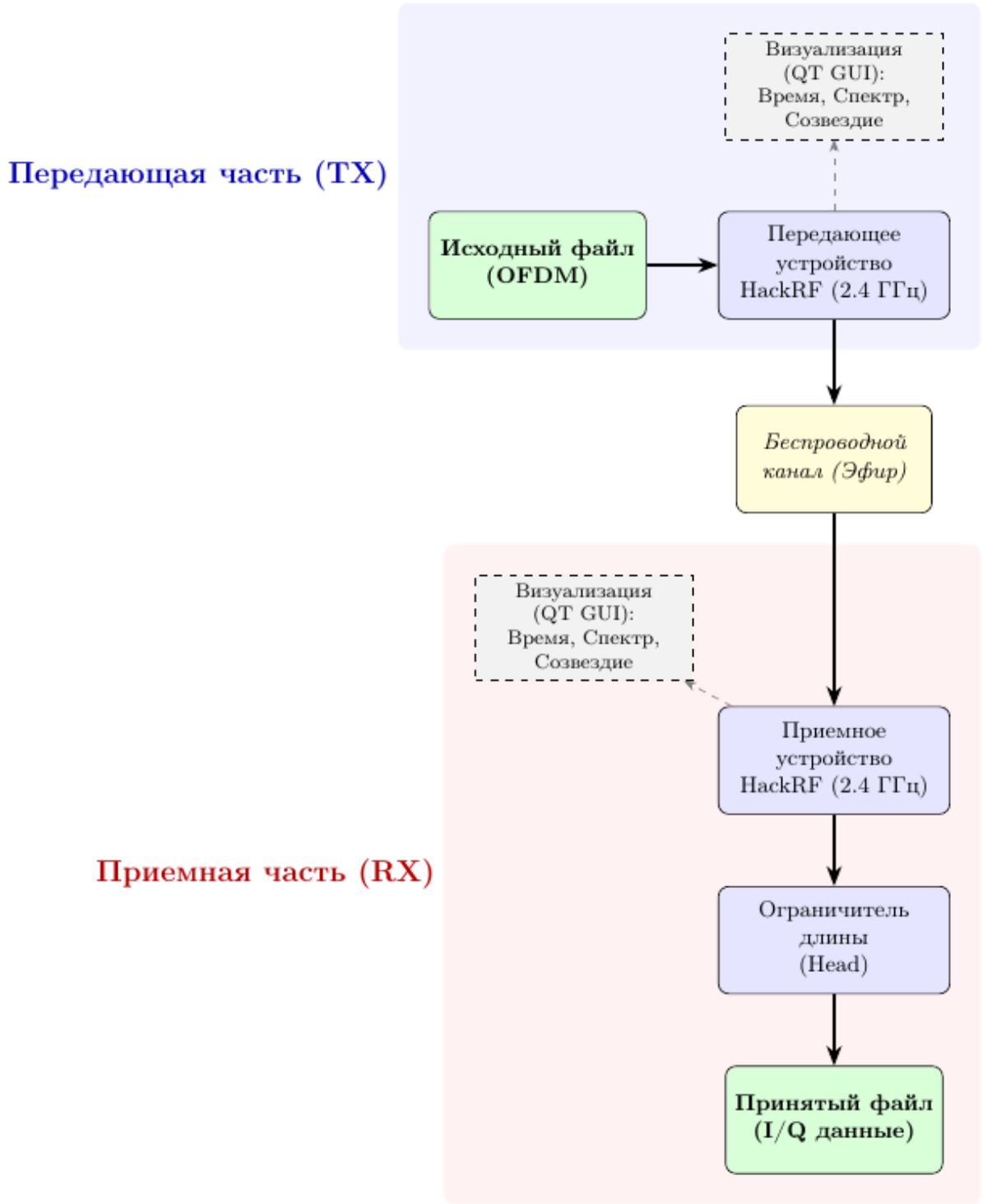
Приложение Д. Блок-схема алгоритма формирования голографической служебной последовательности



Приложение Е. Блок-схема алгоритма формирования голографического префикса



Приложение Ж. Блок-схема кода программного комплекса по анализу данных с использованием голографических пилот-сигналов, передаваемых по средствам программно-определяемого радио



Приложение 3. Результаты интеллектуальной деятельности

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

RU2022664592

ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ

Номер регистрации (свидетельства):
2022664592
Дата регистрации: **02.08.2022**
Номер и дата поступления заявки:
2022664175 27.07.2022
Дата публикации и номер бюллетеня:
02.08.2022 Бюл. № 8
Контактные реквизиты:
kosshakl7@yandex.ru

Автор(ы):
Мешков Иван Константинович (RU),
Гизатулин Азат Ринатович (RU),
Сальников Роман Олегович (RU)
Правообладатель(и):
Мешков Иван Константинович (RU),
Гизатулин Азат Ринатович (RU),
Сальников Роман Олегович (RU)

Название программы для ЭВМ:
ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ПО ИМИТАЦИИ ОЦЕНКИ И КОМПЕНСАЦИИ ЧАСТОТНОГО И ВРЕМЕННОГО РАССОГЛАСОВАНИЯ В DFT-S-OFDM

Реферат:
Программа предназначена для имитации моделирования оценки и компенсации частотного и временного рассогласования в технологии DFT-s-OFDM для различных методов доступа. Производится численная оценка и графическое сравнение такого параметра, как среднеквадратичная ошибка оценки и компенсации частотного и временного рассогласования. Программный комплекс поддерживает решение следующих задач: моделирование частотного и временного рассогласования в сигналах технологии DFT-s-OFDM; построение графиков отношения среднеквадратичной ошибки оценки и компенсации сигнала к уровню отношения сигнал/шум. Программа обеспечивает выполнение следующих функций: выбор типа задач; ввод и загрузка входных параметров; демонстрация хода решения; настройка внутренних параметров; выгрузка полученного решения. Тип ЭВМ: IBM PC-совмест. ПК, ОС: Windows 10 и выше.

Язык программирования: MATLAB

Объем программы для ЭВМ: 5 КБ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

RU2023611282

ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ

Номер регистрации (свидетельства):
2023611282
Дата регистрации: **18.01.2023**
Номер и дата поступления заявки:
2023610180 09.01.2023
Дата публикации и номер бюллетеня:
18.01.2023 Бюл. № 1
Контактные реквизиты:
E-mail: kosshak17@yandex.ru

Автор(ы):
Мешков Иван Константинович (RU),
Гизатулин Азат Ринатович (RU),
Сальников Роман Олегович (RU)
Правообладатель(и):
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Уфимский университет науки и технологий» (RU)

Название программы для ЭВМ:
ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОЦЕНКИ И КОМПЕНСАЦИИ ЧАСТОТНОГО РАССОГЛАСОВАНИЯ В ОПТОВОЛОКОННЫХ КОГЕРЕНТНЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ С OFDM

Реферат:
Программный комплекс предназначен для имитационного моделирования оценки и компенсации частотного рассогласования в оптоволоконных когерентных системах для технологий семейства OFDM, а также оптического OFDM. Производится численная оценка и графическое сравнение такого параметра, как среднеквадратичная ошибка оценки и компенсации частотного и временного рассогласования. Программный комплекс поддерживает решение следующих задач: моделирование частотного рассогласования в условиях оптоволоконных когерентных систем; построение графиков отношения среднеквадратичной ошибки оценки и компенсации сигнала к уровню отношения сигнал/шум. Программный комплекс обеспечивает выполнение следующих функций: выбор типа задач; ввод и загрузка входных параметров; демонстрация хода решения; настройка внутренних параметров; выгрузка полученного решения. Тип ЭВМ: IBM PC-совмест. ПК; ОС: Windows 10 и выше.

Язык программирования: MATLAB

Объем программы для ЭВМ: 16 КБ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025687795

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ГЕНЕРАЦИИ И АНАЛИЗА ТЕХНОЛОГИЙ ОБРАБОТКИ ПОТОКОВ ДАННЫХ С ГОЛОГРАФИЧЕСКИМИ ПИЛОТ-СИГНАЛАМИ В СИСТЕМАХ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

Правообладатель: ***ОБЩЕСТВО С ОГРАНИЧЕННОЙ ОТВЕТСТВЕННОСТЬЮ "САЛЬНИКОВ ТЕХНОЛОГИИ" (RU)***

Автор(ы): ***Сальников Роман Олегович (RU)***

Заявка № **2025686076**

Дата поступления **26 сентября 2025 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ ***15 октября 2025 г.***

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 00a57ce4f7aa43d5316b4b8818e75f29506
Владелец Зубов Юрий Сергеевич
Действителен с 04.03.2025 по 28.11.2026

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025687359

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ АНАЛИЗА ДАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГОЛОГРАФИЧЕСКИХ ПИЛОТ-СИГНАЛОВ, ПЕРЕДАВАЕМЫХ ПО СРЕДСТВАМ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО РАДИО

Правообладатель: ***ОБЩЕСТВО С ОГРАНИЧЕННОЙ ОТВЕТСТВЕННОСТЬЮ "САЛЬНИКОВ ТЕХНОЛОГИИ" (RU)***

Автор(ы): ***Сальников Роман Олегович (RU)***

Заявка № **2025686129**

Дата поступления **26 сентября 2025 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ ***09 октября 2025 г.***

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

Приложение И. Акты внедрения

УТВЕРЖДАЮ
Проректор по развитию образования
ФГБОУ ВО «Уфимский университет
науки и технологий»
_____ / Ю.В. Рахманова /
«08» 06 2026 г.

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

о внедрении в учебный процесс университета результатов кандидатской диссертации аспиранта кафедры Телекоммуникационных систем Сальникова Романа Олеговича по теме «Разработка методов повышения эффективности функционирования гибридных систем связи с использованием низкоорбитальных спутников»

Мы, нижеподписавшиеся, директор Института электротехнического инжиниринга Ю.О. Уразбахтина и заведующий кафедрой Телекоммуникационных систем Г.С. Воронков, составили настоящий акт о том, что полученные аспирантом кафедры Телекоммуникационных систем Сальниковым Р.О. основные результаты кандидатской диссертации:

- методика и программные модули для оценки и компенсации частотного рассогласования в условиях высоких доплеровских сдвигов;
- алгоритмические решения и учебные материалы по методы применения формирующих фильтров и адаптивного предкодирования, используемые для оптимизации энергетических параметров сигналов;
- методы адаптации принципов голографического кодирования для формирования служебных последовательностей;

внедрены и применяются в учебном процессе при проведении практических и лабораторных занятий по дисциплинам:

- «Технологии обработки мультимедийных данных» и «Системы цифрового телерадиовещания и спутникового позиционирования» специальности 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи;
- «Системы подвижной связи специального назначения» и «Радиорелейные и спутниковые системы передачи специального назначения» специальности 11.05.04 Инфокоммуникационные технологии и системы специальной связи.

Результаты диссертационного исследования активно используются при выполнении курсовых и выпускных квалификационных работ, связанных с решением актуальных задач в области спутниковых и наземных систем и сетей связи на базе SDR-платформ.

Директор института
электротехнического
инжиниринга
к.т.н. Ю.О. Уразбахтина

Заведующий кафедрой
Телекоммуникационных систем
к.т.н. Г.С. Воронков

УТВЕРЖДАЮ
Коммерческий директор
ООО «СПУТНИКС»
_____ / А.Г. Копик /
«17» 06 2026 г.

АКТ
о внедрении результатов диссертационной работы Сальникова Романа Олеговича по теме «Разработка методов повышения эффективности функционирования гибридных систем связи с использованием низкоорбитальных спутников»

Я, нижеподписавшийся главный конструктор наноспутников, составил настоящий акт о том, что следующие результаты диссертационной работы рассмотрены на предмет прохождения тестовых испытаний в лабораторных условиях с использованием специализированного программно-аппаратного комплекса и апробации для отладки функционирования полезной нагрузки системы передачи данных, и могут быть использованы в рамках инициативных перспективных проектов ООО «СПУТНИКС»:

1. Алгоритм формирования адаптивных защитных интервалов, основанный на принципах избыточного (голографического) кодирования опорных последовательностей. Решение позволяет динамически генерировать уникальные слова с учётом энергетических и фазовых характеристик сигнала, обеспечивая устойчивую синхронизацию в условиях высокоскоростного доплеровского сдвига и частичной потери данных без увеличения длины кадра.
2. Методика оптимизации служебной сетки пилот-сигналов, направленная на повышение информационной ёмкости отдельных опорных тонов. Подход обеспечивает сокращение доли пилотных ресурсов в кадре при сохранении качества оценки канала, что напрямую увеличивает пропускную способность спутниковых линий связи.
3. Программно-алгоритмический модуль адаптивной настройки физического уровня, интегрирующий разработанные решения для автоматического подбора параметров фильтрации, длины защитных интервалов и плотности пилотов в зависимости от орбитальных сценариев и текущих условий канала. Указанные решения применяются на этапах математического моделирования, проектирования модемных блоков и стендовых испытаний приемно-передающих трактов для перспективных спутниковых терминалов.

Указанные технические результаты приняты к использованию при разработке полезной нагрузки для космического аппарата в рамках проекта запуска студенческого спутника по Соглашению с Министерством науки и высшего образования РФ «Разработка малого космического научно-образовательного аппарата (УУНиТ-САТ)» № 075-15-2026-359 от 21.05.2026 г.

Главный конструктор наноспутников Жарких Р.Н.