



ПОЛИТЕХ
Санкт-Петербургский
политехнический университет
Петра Великого

На правах рукописи

Хук Тхань Банг

**ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ ЧЕРЕЗ
ВЫСОКО-ДИНАМИЧНЫЕ КАНАЛЫ ПРИ НАЛИЧИИ ОГРАНИЧЕНИЯ НА
ВНЕПОЛОСНЫЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ПУТЁМ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ
СИГНАЛОВ В ДВУМЕРНОЙ ОБЛАСТИ ЗАДЕРЖКИ И ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА**

2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук

Санкт-Петербург
2026

Работа выполнена в федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего образования «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого».

Научный руководитель:

Гельгор Александр Леонидович, кандидат технических наук, доцент

Официальные оппоненты:

доктор технических наук, профессор Сикарев Игорь Александрович, профессор кафедры «Информационных технологий и систем безопасности» федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Российский государственный гидрометеорологический университет», г. Санкт-Петербург

кандидат технических наук Балыков Антон Александрович, старший преподаватель кафедры радиосвязи федерального государственного казенного военного образовательного учреждения высшего образования «Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М.Буденного» Министерства обороны Российской Федерации, г. Санкт-Петербург

Ведущая организация:

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича», г. Санкт-Петербург

Защита состоится « 01 » июня 2026 года в 16-00 часов на заседании диссертационного совета У.2.2.13.31 на базе Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого (СПБПУ) по адресу: 195251, Санкт-Петербург, улица Политехническая, д.29, второй учебный корпус, аудитория 347.

С диссертацией можно ознакомиться в фундаментальной библиотеке ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого» и на сайте университета www.spbstu.ru.

Отзывы об автореферате в двух экземплярах, заверенные печатью, просим направлять по адресу: 195251, г. Санкт-Петербург, вн. тер. г. муниципальный округ Академическое, ул. Политехническая, д. 29 литера Б.

Автореферат разослан «___» апреля 2026 года.

Ученый секретарь
диссертационного совета У.2.2.13.31
кандидат технических наук



Завьялов Сергей Викторович

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность. В настоящее время требования к мобильным системам передачи информации, таким как 5G NR или пост-5G, очень строги и разнообразны. Одно из критических требований – повышение надёжности передачи информации в условиях высоко-динамичных каналов. Например, в стандарте мобильной связи 5G NR требования к допустимой скорости движения абонентов составляют 500 км/ч и ожидаются еще более высокие значения в системах мобильной связи будущих поколений. Вследствие этого канал передачи часто является не только частотно селективным (избирательным), что обусловлено многолучёвостью распространения сигнала, но также и селективным по времени.

В системах мобильной связи, таких как LTE или 5G NR, предпочтительно использовать модуляцию с ортогональным частотным мультиплексированием (англ. Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) благодаря её способности эффективно передавать информацию в условиях межсимвольной интерференции (англ. Inter-Symbol Interference, ISI) и относительно малой вычислительной сложности реализации. Однако помехоустойчивость приёма сигналов OFDM значительно деградирует в условиях высоко-динамичных каналов, что обусловлено появлением межканальной интерференции (англ. Inter-Carrier Interference, ICI). Кроме того, в модуляции OFDM сигнал формируется на основе прямоугольного временного импульса, что приводит к относительно высокому уровню внеполосных излучений (англ. Out-of-Band Emission, OOBЕ).

Для повышения энергетической эффективности в сценариях с высоко-динамичными каналами в 2016 году R. Hadani и его коллеги предложили метод Orthogonal Time Frequency Space (OTFS). В модуляции OTFS информационные символы располагаются в двумерной области задержки и доплеровского сдвига (англ. Delay-Doppler, DD) вместо традиционной области времени и частоты (англ. Time-Frequency, TF). В результате даже в условиях высоко-динамичных каналов все информационные символы подвергаются воздействию эквивалентного канала с почти плоским замиранием. Несмотря на преимущества, OTFS, как и OFDM, опирается на применение прямоугольного импульса во временной области, что приводит к относительно высоким внеполосным излучениям.

Для преодоления недостатка модуляции OFDM, заключающегося в высоком уровне OOBЕ, требуется модификация структуры сигнала. Это необходимо, чтобы обеспечить выполнение новых более жёстких ограничений спектральной маски, в частности в условиях, когда выделяется узкая полоса частот, в которой помещается малое число поднесущих. Для решения данной задачи ещё при разработке стандарта 5G NR рассматривалась возможность использования новых типов модуляции, таких как F-OFDM, FBMC/OQAM, GFDM и SEFDM. О. А. Шорина, Р. Р. Абенова, В. С. Шапталы, Phuoc Nguyen T.H. показали, что среди этих модуляций сигналы FBMC/OQAM обладают наилучшей эффективностью в подавлении уровня OOBЕ. В их работах показано, что сигналы FBMC/OQAM обеспечивают уровень OOBЕ на 117,6 дБ ниже, чем у сигналов OFDM.

В данной работе предлагается комбинированная схема модуляции FBMC/OQAM с предварительной обработкой OTFS (FBMC/OQAM-OTFS), которая решает задачу снижения проблемы высокого уровня OOBЕ и одновременно демонстрирует устойчивую работу в высоко-динамичных мобильных каналах.

Несмотря на существенные преимущества, прямая реализация сигналов FBMC/OQAM-OTFS сталкивается с серьёзным ограничением, связанным с вычислительной сложностью. В работах L. Varga показано, что вычислительная сложность прямой схемы модуляции/демодуляции Direct-OTFS может на несколько порядков превышать сложность реализации модуляции OFDM. Для сигналов FBMC/OQAM-OTFS ситуация ещё хуже, что делает прямое их внедрение в системы связи следующего поколения малоперспективным.

Ещё одной серьёзной трудностью для практической реализации сигналов FBMC/OQAM-OTFS является сложность оценки канала в области DD. Во-первых, при оценке канала в области DD

разрешающая способность ограничена – определение значений доплеровского сдвига и временной задержки в исходной сетке, т.е. с шагом, определяемым выражениями для прямых алгоритмов формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS, обычно недостаточно для правильного восстановления канала и достижения показателей помехоустойчивости приёма, близких к случаю идеальной оценки канала. Во-вторых, велика вероятность наложения двумерных базисных функций (англ. Inter-Path Interference, IPI), соответствующих различным лучам (путям), у которых значения доплеровского сдвига и/или задержки близки друг к другу. IPI состоит из интерференции по доплеровскому сдвигу (англ. Inter-Doppler Interference, IDI) и/или интерференции по относительной задержке распространения (англ. Inter-Delay Interference). Такое перекрытие может смещать пики или даже изменять их количество в области DD.

К настоящему времени разными авторами предложен целый ряд алгоритмов оценки канала в области DD. P. Raviteja, K. T. Phan и Y. Hong используют алгоритм поиска пиков, превышающих порог, не стремясь определить дробные части доплеровского сдвига и задержки. H. G. Lee, J. Kim, J. Zhao и J. Joung выполняют уточнение дробного шага для доплеровского сдвига, но не для задержки. N. Hashimoto выполняет уточнение дробного шага по доплеровскому сдвигу и предлагают компенсировать влияние найденных путей на оценку канала. Для всех перечисленных алгоритмов из-за наличия IPI параметры путей могут оцениваться некорректно, что приведёт к деградации показателей помехоустойчивости.

Для снижения влияния IPI в области DD было разработано несколько двух-шаговых алгоритмов оценки канала. Первый шаг выполняется аналогично тому, как это делается в указанных выше работах. На втором шаге выполняется уточнение оценок параметров лучей, полученных на первом шаге. На втором шаге получение точной оценки часто формулируется как глобальная задача оптимизации, которая решается с применением различных алгоритмов оптимизации, таких как квази-ньютоновский алгоритм (англ. Quasi-Newton) и алгоритм Бройдена-Флетчера-Гольдфарба-Шанно с ограниченной памятью (англ. Limited Memory Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno, L-BFGS). Однако упомянутые двух-шаговые алгоритмы основаны на алгоритмах оптимизации, которые, по сути, предназначены для поиска локальных, а не глобальных решений оптимизационных задач. В каналах с высоким уровнем интерференции между лучами IPI это часто приводит к тому, что алгоритм решения оптимизационной задачи находит и предлагает в качестве решения локальный экстремум, что приводит к неточной оценке канала.

С учётом изложенного, актуальными являются следующие задачи. Первая задача состоит в разработке вычислительно эффективных подходов к формированию и приёму сигналов FBMC/OQAM-OTFS. Такие подходы к реализации сигналов FBMC/OQAM-OTFS должны обеспечивать следующие характеристики: низкий уровень ООВЕ; высокую помехоустойчивость в высоко-динамичных каналах; значительно меньшую вычислительную сложность реализации по сравнению с прямой реализацией Direct-FBMC/OQAM-OTFS. Второй актуальной задачей является разработка эффективного алгоритма оценки канала в области DD для сигналов FBMC/OQAM-OTFS. Такой алгоритм должен обеспечивать хотя бы даже путём повышения вычислительной сложности возможность приближения помехоустойчивости приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS к случаю идеальной оценки канала.

Целью работы является повышение помехоустойчивости передачи сообщений через высоко-динамичные каналы при наличии ограничения на внеполосные излучения путём использования спектрально-эффективных многочастотных сигналов, формируемых в двумерной области задержки и доплеровского сдвига, а также алгоритмов их приёма.

Для достижения поставленной цели в данной работе требуется решить **следующие задачи**:

1. Разработка идеи сигналов FBMC/OQAM-OTFS, позволяющих повысить по сравнению с сигналами OFDM помехоустойчивость передачи информации через высоко-динамичные каналы и

одновременно обеспечить значительное снижение уровня внеполосных излучений, описание прямых алгоритмов формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS.

2. Разработка вычислительно-эффективных алгоритмов формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS, оценка их вычислительной сложности и сравнение со случаем сигналов OFDM.

3. Разработка алгоритма оценки канала в двумерной области задержки и доплеровского сдвига для сигналов FBMC/OQAM-OTFS.

4. Разработка имитационной модели системы передачи сообщений с применением сигналов FBMC/OQAM-OTFS и OFDM с различными сценариями каналов.

5. Проведение экспериментального исследования передачи информации сигналами FBMC/OQAM-OTFS с применением SDR платформы.

Научная новизна результатов диссертационной работы

1. Впервые предложены сигналы FBMC/OQAM-OTFS, обеспечивающие при передаче через высоко-динамичные каналы лучшую помехоустойчивость, чем сигналы OFDM, и одновременно имеющие более низкий уровень внеполосных излучений, чем у сигналов OFDM.

2. Разработаны вычислительно-эффективные алгоритмы формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS на основе частотного расширения, результаты работы которых совпадают с результатами применения прямых алгоритмов формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS.

3. Разработаны вычислительно-эффективные алгоритмы формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS на основе полифазной структуры, обеспечивающие ещё меньшую вычислительную сложность, чем алгоритмы на основе частотного расширения, но ценой незначительных потерь в помехоустойчивости приёма.

4. Предложен двух-шаговый алгоритм оценки канала в двумерной области задержки и доплеровского сдвига, основанный на генетическом алгоритме численного решения оптимизационных задач, который продемонстрировал лучшую достижимую точность оценки канала по сравнению с имеющимися к настоящему времени алгоритмами оценки канала в двумерной области задержки и доплеровского сдвига.

Теоретическая значимость работы

1. Представлено математическое описание прямых и вычислительно-эффективных алгоритмов формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS.

2. Выполнена оценка вычислительной сложности прямых и вычислительно-эффективных алгоритмов формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS.

3. Для предложенного двух-шагового алгоритма оценки канала в двумерной области DD для сигналов FBMC/OQAM-OTFS показано, что с его применением проигрыш в помехоустойчивости по сравнению со случаем идеальной оценки канала составляет не больше 0,5 дБ для каналов тестирования систем связи 4G и 5G с доплеровским сдвигом от 5 Гц до 3 кГц.

Практическая значимость работы

1. На основе SDR платформы NI USRP реализован экспериментальный стенд, позволяющий проводить анализ спектральных характеристик и оценивать помехоустойчивость сигналов FBMC/OQAM-OTFS при передаче через различные модели каналов.

2. Полученные результаты свидетельствуют о целесообразности применения сигналов FBMC/OQAM-OTFS в системах последующих поколений мобильной связи для сценариев с высоко-динамичными каналами и при относительно узких выделяемых частотных диапазонах.

Методы исследований. В ходе исследований применялись методы имитационного моделирования (в пакете MATLAB), лабораторного эксперимента, измерения и наблюдения (с

применением SDR-платформ NI USRP и спектроанализатора N9342C от компании Agilent Technologies), теории вероятностей, математической статистики и теории случайных процессов.

Положения, выносимые на защиту

1. Сигналы FBMC/OQAM-OTFS обеспечивают для коэффициента перекрытия $K = 4$ уровень внеполосных излучений на 100 дБ ниже, чем для сигналов OFDM, и одновременно в каналах тестирования систем связи 4G и 5G при изменении доплеровского сдвига F_D от 5 Гц до 3 кГц, что соответствует изменению скорости приёмника от 1 км/ч до 810 км/ч, их помехоустойчивость всегда оказывается лучше, чем для сигналов OFDM, при этом в некоторых случаях вероятность битовой ошибки приёма сигналов OFDM не равна 0 даже при отсутствии шума.

2. Предложенный вычислительно эффективный алгоритм формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS на основании частотного расширения обеспечивает снижение вычислительных затрат до 300 раз по сравнению с прямыми алгоритмами в зависимости от параметров сигнала – размера сигнального созвездия, значения коэффициента перекрытия и числа используемых поднесущих.

3. Предложенный вычислительно эффективный алгоритм формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS на основании полифазной структуры обеспечивает снижение вычислительных затрат до 2,5–4,0 раз по сравнению с алгоритмом на основе частотного расширения, однако при этом появляются энергетические потери до 1 дБ.

4. Предложенный двух-шаговый алгоритм оценки канала в двумерной области задержки и доплеровского сдвига в каналах с доплеровским сдвигом от 5 Гц до 3 кГц обеспечивает проигрыш в помехоустойчивости по сравнению со случаем идеальной оценки канала не больше 0,5 дБ.

5. Вычислительную сложность предложенного двух-шагового алгоритма оценки канала можно снижать ценой увеличения энергетических потерь. Так для модуляции QAM=4 при $F_D = 3$ кГц энергетический проигрыш по отношению к случаю идеальной оценки составляет 0,5 дБ при числе итераций генетического алгоритма $U = 3000$ и 1,5 дБ при двухкратном снижении числа итераций – $U = 1500$.

6. Спектральные и энергетические характеристики сигналов FBMC/OQAM-OTFS были верифицированы с помощью экспериментального стенда, включающего в себя SDR платформу NI USRP N210. Показано, что энергетический проигрыш, обусловленный работой реальных приемопередающих устройств, а также систем обнаружения и синхронизации, не превышает 0,85 дБ.

Апробация работы

Основные положения диссертации обслужены на международных и всероссийских научно-технических конференциях:

1. 2022 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), 20-21 Oct. 2022, St. Petersburg, Russia;

2. 77-я научно-техническая конференция СПб НТО РЭС им. А. С. Попова, посвященная Дню радио, 25–29 апреля 2023 г, Санкт-Петербург;

3. 2023 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), 19-20 Oct. 2023, St. Petersburg, Russia;

4. 2024 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), 17-18 Oct. 2024, St. Petersburg, Russia;

5. Всероссийская конференция «Неделя Науки ИЭиТ», 17–22 ноября 2025 г., Санкт-Петербург, Россия.

6. Всероссийская научно-техническая и научно-методическая конференция магистрантов, аспирантов и их руководителей «Перспективные телекоммуникационные технологии и развитие цифровых кластеров в России и мире (ПКМ 2025)», 9–11 декабря 2025 г., Санкт-Петербург, Россия.

Публикация и личный вклад автора

По теме диссертационного исследования опубликовано 9 работ, в том числе 3 статьи в изданиях, рекомендованных ВАК РФ по специальности 2.2.13. «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»; 3 статьи в изданиях, входящих в базы данных Scopus и Web of Science; 3 статьи в сборниках трудов 3 конференций. Личный вклад состоит в новых сигналах FBMC/OQAM-OTFS для повышения эффективности передачи информации через высоко-динамичные каналы в условиях выделения узких частотных диапазонов для систем мобильной связи следующего поколения. Автором лично разработаны вычислительно-эффективные алгоритмы формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS. Кроме того, личный вклад состоит в предложении для сигналов FBMC/OQAM-OTFS двух-шагового алгоритма оценки характеристики канала в двумерной области задержки и доплеровского сдвига на основе генетического алгоритма решения оптимизационных задач. Также личный вклад заключается в оценке спектральных и энергетических характеристик сигналов FBMC/OQAM-OTFS с помощью имитационного моделирования и экспериментальных исследований.

Структура диссертации

Диссертационная работа состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы и двух приложений. Общий объем диссертационной работы вместе с приложениями составляет 127 страниц, в том числе 108 страниц основного текста, 53 рисунков, 12 таблиц, список используемой литературы из 69 наименований.

КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении представлено обоснование актуальности темы диссертации. Далее формулируются цель и задачи исследования. В разделе также раскрываются научная новизна работы, основные положения, выносимые на защиту, теоретическая и практическая значимость полученных результатов. Завершает введение описание структуры диссертации.

В первой главе представлен обзор различных методов многочастотной модуляции, рассматриваемых в научном сообществе в качестве вариантов для применения в перспективных системах мобильной связи. Были рассмотрены следующие многочастотные модуляции: OFDM, F-OFDM, GFDM, FBMC/OQAM, SEFDM и OTFS. Выполнено сравнение их характеристик на основе условий теоремы Билиана-Лоу и помехоустойчивости приёма сигналов в высоко-динамичных каналах. В Таблице 1 приведено сравнение характеристик вышеуказанных сигналов.

Таблица 1. Сравнение характеристик различных сигналов

	Ортогональность	Спектральная эффективность, $\delta_{TF} = \Delta t \Delta f = 1$	Хорошая локализация во временной и частотной областях	Высокая помехоустойчивость приёма в высоко-динамичных каналах
OFDM	есть	есть	нет	нет
CP-OFDM	есть	нет	нет	нет
OTFS	есть	есть	нет	есть
F-OFDM	нет	нет	есть	нет
GFDM	нет	нет	есть	нет
FBMC/OQAM	есть в вещественной области	есть	есть	нет
SEFDM	нет	есть	есть	нет

Анализ Таблицы 1.1 демонстрирует, что ни один из рассмотренных сигналов не является оптимальным сразу по всем критериям. Каждый сигнал обеспечивает некоторый компромисс между ортогональностью, спектральной эффективностью, локализацией в частотно-временной области и устойчивостью к высоко-динамичным каналам. Однако из Таблицы 1 также можно заключить, что комбинация двух методов – FBMC/OQAM и OTFS – потенциально способна обеспечить лучшие результаты сразу по всем приведённым в Таблице 1 параметрам. Таким образом, в работе предлагаются сигналы FBMC/OQAM с предварительной обработкой OTFS, называемые дальше FBMC/OQAM-OTFS.

Во второй главе представлено описание сигналов FBMC/OQAM-OTFS, применение которых решает задачу снижения уровня ООБЕ при одновременном обеспечении высокой помехоустойчивости передачи сообщений в условиях высоко-динамичных каналов.

На Рисунке 1 представлена структурная схема формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS. В данной работе предполагается, что сигналы FBMC/OQAM-OTFS обладают полосой пропускания B_w и длительностью кадра T_{Frame} , где B_w состоит из M поднесущих, а T_{Frame} разделен на N символов (т. е. $B_w = M\Delta f$, $T_{\text{Frame}} = NT$). Соответственно, шаги по осям доплеровского сдвига и задержки выражаются как $1/NT$ и $1/M\Delta f$.

На стороне передатчика информационные символы QAM первоначально отображаются в область DD – $x^{\text{DD}}[n, l]$, где $n = 0, \dots, N-1$, $l = 0, \dots, L-1$. Затем $x^{\text{DD}}[n, l]$ преобразуются в область TF $X^{\text{TF}}[m, k]$ с помощью операции ISFFT:

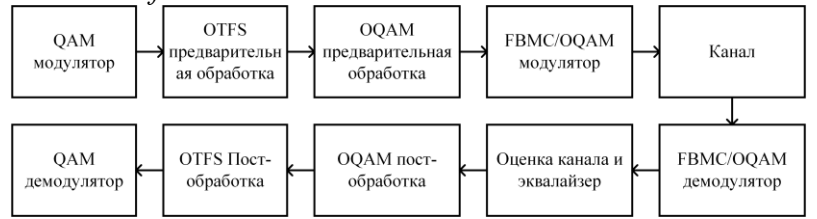


Рисунок 1. Структурная схема формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS

$$X^{\text{TF}}[l, k] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} x^{\text{DD}}[n, m] \exp\left(-j2\pi\left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M}\right)\right). \quad (4)$$

При формировании сигналов FBMC/OQAM-OTFS предварительная обработка OQAM выполняется в области TF путём сдвига вещественной и мнимой частей символов QAM на половину периода символа $T/2$. В результате после предварительной обработки OQAM количество символов удваивается по сравнению с традиционной модуляцией OFDM, а период символа становится равным $T/2$:

$$\begin{aligned} & \{X^{\text{TF}}[l, k], l = 0, \dots, M-1, k = 0, \dots, N-1\} \rightarrow \\ & \rightarrow \{X^{\text{TF}}[l, k'], l = 0, \dots, M-1, k' = 0, \dots, 2N-1\}. \end{aligned} \quad (5)$$

Передаваемый сигнал FBMC/OQAM-OTFS формируется путём применения преобразования Гейзенберга:

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k'=0}^{2N-1} X^{\text{TF}}[l, k'] g^{\text{TX}}\left(t - \frac{k'T}{2}\right) \exp\left(j2\pi m\Delta f\left(t - \frac{k'T}{2}\right)\right), \quad (6)$$

где $g^{\text{TX}}(t)$ представляет прототип фильтр передатчика. В качестве фильтров-прототипов для формирования сигналов FBMC/OQAM-OTFS применяются фильтры с гладкой импульсной характеристикой PHYDYAS.

На стороне приёмника полученный сигнал без учёта шумовой составляющей может быть представлен так:

$$r(t) = \iint h(\tau, \nu) \exp(j2\pi\nu(t - \tau)) s(t - \tau) d\tau d\nu, \quad (7)$$

где $h(\tau, \nu)$ – характеристика канала в области DD, представляемая следующим выражением:

$$h(\tau, \nu) = \sum_{p=1}^P h_p \delta(t - \tau_p) \delta(\nu - \nu_p), \quad (8)$$

где h_p , τ_p , ν_p – коэффициент ослабления, задержка и доплеровский сдвиг p -го пути, соответственно, а P – количество путей распространения в канале. Для детектирования информационных символов в области TF используется согласованный фильтр и преобразование Вигнера:

$$G(\tau, \nu) = \int \exp(-j2\pi(t - \tau)) g^{\text{RX}}(t - \tau) dt, \quad (9)$$

$$Y^{\text{TF}}[l, k'] = G(\tau, \nu) \Big|_{\tau=k'T/2, \nu=m\Delta f}, \quad (10)$$

где $g^{\text{RX}}(t)$ – прототип фильтр приёмника. Аналогично сигналам FBMC/OQAM, в предлагаемых сигналах свойство ортогональности сохраняется только в вещественной области, т.е.

$$\text{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} g_{m,k'}^{\text{TX}}(t) g_{m_0,k_0}^{\text{RX}*}(t) dt \right\} = \delta_{m-m_0, k'-k'}, \quad (11)$$

где $\text{Re}(\cdot)$ – операция взятия вещественной части комплексного числа. Полученные информационные символы QAM определяются путём применения QAM пост-обработки следующим образом:

$$\begin{aligned} & \{Y^{\text{TF}}[l, k'], l=0, \dots, M-1, k'=0, \dots, 2N-1\} \\ & \rightarrow \{Y^{\text{TF}}[l, k], m=0, \dots, M-1, k=0, \dots, N-1\}. \end{aligned} \quad (12)$$

Далее, принятые информационные символы в области DD получаются с помощью симплектического быстрого преобразования Фурье (SFFT):

$$y^{\text{DD}}[n, m] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{l=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N-1} Y^{\text{TF}}[l, k] \exp\left(j2\pi\left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M}\right)\right). \quad (13)$$

Предложенные сигналы FBMC/OQAM-OTFS объединяют преимущества двух модуляций: FBMC/OQAM и OTFS. Таким образом, сигналы FBMC/OQAM-OTFS обладают следующими преимуществами: относительно низким уровнем ООБЕ; повышенной спектральной эффективностью благодаря отсутствию циклического префикса; высокой помехоустойчивостью приёма сигналов в условиях высоко-динамичных каналов. Областью возможного применения сигналов FBMC/OQAM-OTFS является мобильная связь следующего поколения с использованием быстро перемещающихся пользователей (и/или базовых станций) и в случае выделения относительно узких частотных диапазонов.

В данной работе в программном пакете MATLAB для исследования спектральных характеристик и оценки помехоустойчивости передачи сообщений была реализована имитационная модель со следующими параметрами: количество активных поднесущих $M = 200$; размер FFT/IFFT $N_{\text{FFT}} = 256$; коэффициент перекрытия для сигналов FBMC/OQAM(-OTFS) $K = 4$; помехоустойчивое кодирование Low-Density Parity-Check (LDPC), со скоростью 1/2 и длиной информационного блока 3840, параметры которого взяты из стандарта 5G.

На Рисунке 2 представлен спектр двух групп сигналов. Первая группа состоит из сигналов OFDM и OTFS и называется группой без FBMC/OQAM. Вторая группа включает в себя сигналы FBMC/OQAM и FBMC/OQAM-OTFS с коэффициентом перекрытия $K = 4$ и называется группой с FBMC/OQAM. Можно отметить, что спектры в пределах каждой группы практически одинаковы. Модуляции, содержащие FBMC, обеспечивают снижение уровня ООБЕ примерно на 100 дБ по сравнению с первой группой. Это обусловлено тем, что первая группа сигналов формируется на основе импульса с прямоугольной импульсной характеристикой, форма спектра которого имеет вид $\text{sinc}(\cdot)$ функции, что приводит к высокому уровню ООБЕ. Для второй группы сигналы формируются

на основе фильтра с гладкой импульсной характеристикой PHYDYAS, форма спектра которого обладает скоростью спада OOBЕ выше, чем спектр прямоугольного импульса.

На Рисунке 3 представлены кривые помехоустойчивости приёма сигналов CP-OFDM, OTFS, FBMC/OQAM и FBMC/OQAM-OTFS в каналах EPA со значениями максимального доплеровского сдвига 5 и 500 Гц с идеальной оценкой канала для модуляции QAM-4. Из Рисунка 3 следует, что сигналы FBMC/OQAM-OTFS и OTFS демонстрируют более высокую помехоустойчивость по сравнению с сигналами CP-OFDM и FBMC/OQAM. В частности, при работе с моделью канала EPA5 сигналы FBMC/OQAM-OTFS и OTFS обеспечивают энергетические выигрыши приблизительно 0,87 и 1,04 дБ в случае модуляции QAM-4 при вероятности битовой ошибки BER = 10⁻⁴.

В Таблицах 2 и 3 приведены полученные значения отношения сигнал/шум h^2 для упомянутых методов модуляции при фиксированном значении BER = 10⁻⁴ для различных профилей многолучевых каналов EPA, EVA и ETU при рассмотрении от умеренно- до высоко-динамичных сценариев. Анализ результатов Таблицы 2 и 3 показывает, что применение сигналов FBMC/OQAM-OTFS позволяет получить энергетический выигрыш до несколько дБ в зависимости от модели канала и значения максимального доплеровского сдвига. Также отметим, что для всех рассмотренных каналов при $F_D < 1000$ Гц отмечается повышение помехоустойчивости приёма сигналов OFDM, тогда как при $F_D > 1000$ Гц наблюдается её существенное ухудшение. Более того, из Таблиц 2 и 3 следует, что в высоко-динамичных каналах при $F_d = 3000$ Гц сигналы CP-OFDM и FBMC/OQAM вовсе не могут применяться, так как целевая вероятность битовой ошибки не достигается даже в отсутствии шумов, в то же время сигналы FBMC/OQAM-OTFS и OTFS показывают высокую помехоустойчивость в этих условиях.

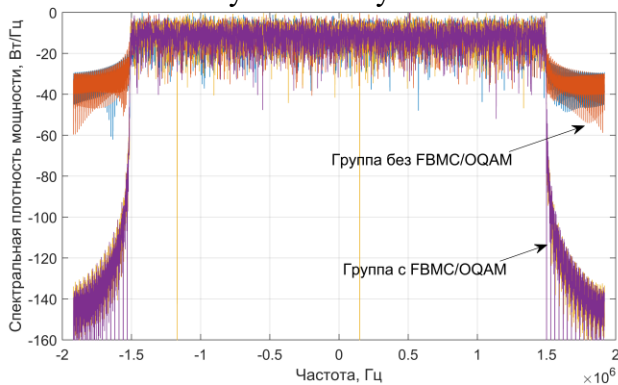


Рисунок 2. Спектр различных сигналов OFDM, OTFS, FBMC/OQAM, FBMC/OQAM-OTFS

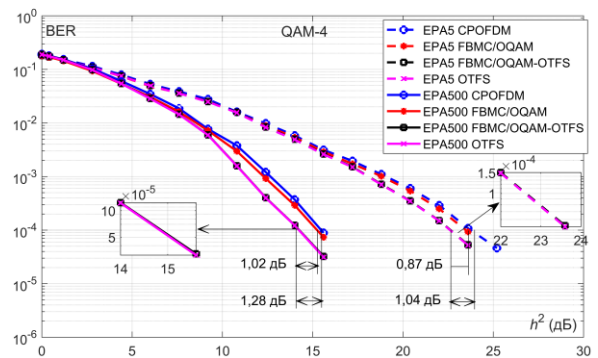


Рисунок 3. Кривые помехоустойчивости приёма сигналов CP-OFDM, FBMC/OQAM, OTFS и FBMC/OQAM-OTFS в моделях канала EPA5/500 с модуляцией QAM-4

Таблица 2. Значения h^2 при различных методах модуляции, требуемые для достижения BER = 10⁻⁴ и модуляции QAM-4

	EPA5	EPA500	EVA70	EVA700	ETU300	ETU3000
CP-OFDM	23,64	15,53	13,65	9,73	9,12	—(*)
FBMC/OQAM	23,47	15,27	13,33	9,44	8,85	—(*)
OTFS	22,6	14,25	12,26	8,22	7,15	9,97
FBMC/OQAM-OTFS	22,6	14,25	12,26	8,22	7,15	9,97

Таблица 3. Значения h^2 при различных методах модуляции, требуемые для достижения BER = 10⁻⁴ и модуляции QAM-16

	EPA5	EPA500	EVA70	EVA700	ETU300	ETU3000
CP-OFDM	26,3	21,21	16,49	14,64	13,98	—(*)

FBMC/OQAM	25,98	21,05	16,18	14,34	13,74	— ^(*)
OTFS	24,1	18,7	14,28	11,81	10,92	15,72
FBMC/OQAM-OTFS	24,1	18,7	14,28	11,81	10,92	15,72

* – BER = 10^{-4} не достигается даже в канале без шума, $h^2 = \text{inf}$.

В главе 2 предложены новые сигналы FBMC/OQAM с предварительной обработкой OTFS (FBMC/OQAM-OTFS) для систем мобильной связи будущих поколений. Показано, что при применении сигналов FBMC/OQAM-OTFS снижение уровня ООВЕ по сравнению с сигналами OFDM и OTFS составляет до 100 дБ и больше в зависимости от коэффициента перекрытия K . Также в данной главе приведено исследование кривых помехоустойчивости приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS в многолучевых каналах с профилями EPA, EVA и ETU со значением максимального доплеровского сдвига от 5 до 3000 Гц. Результат моделирования показал, что сигналы OTFS и FBMC/OQAM-OTFS имеют почти одинаковую помехоустойчивость приёма и заметно более высокую помехоустойчивость, чем сигналы CP-OFDM и FBMC/OQAM. Энергетический выигрыш составил от 0,87 до 3,06 дБ в зависимости от типа модуляции и параметров канала. При $F_D > 1000$ Гц прием сигналов CP-OFDM и FBMC/OQAM становится практически невозможным, так как даже в отсутствии шума остаются несократимые ошибки.

В главе 3 рассмотрены различные вычислительно-эффективные методы реализации модуляции/демодуляции сигналов FBMC/OQAM-OTFS.

Альтернативный подход к реализации модуляции и демодуляции FBMC/OQAM-OTFS основан на принципе частотного расширения (англ. FBMC/OQAM-OTFS with Frequency Spreading, FS-FBMC/OQAM-OTFS). В данном методе действительная и мнимая компоненты информационных символов обрабатываются в частотной области с использованием операций увеличения частоты дискретизации и фильтрации, выполняемых до операции IFFT с увеличенным значением размера ДПФ. Структурная схема модуляции и демодуляции FS-FBMC/OQAM-OTFS представлена на Рисунке 4.

С точки зрения вычислительной сложности метод реализации FS-FBMC/OQAM-OTFS остается неэффективным вследствие применения блоков FFT/IFFT с увеличенным значением размера ДПФ. Поэтому дополнительно в данной работе предлагаются два альтернативных подхода к реализации модуляции и демодуляции FBMC/OQAM-OTFS сигналов, основанных на полифазной структуре (англ. FBMC/OQAM-OTFS with Poly-Phase Structure, PPN-FBMC/OQAM-OTFS). В отличие от подхода, основанного на частотном расширении, алгоритм PPN-FBMC/OQAM-OTFS использует лишь две операции FFT/IFFT размерностью N , что существенно снижает вычислительную сложность реализации FBMC/OQAM-OTFS. Структурная схема формирования и приёма сигналов PPN-FBMC/OQAM-OTFS представлена на Рисунке 5.

Для дополнительного снижения вычислительной сложности передатчика PPN-FBMC/OQAM-OTFS, в работе предложен алгоритм PPN-FBMC/OQAM-OTFS с низкой сложностью (англ. Low-Complexity PPN-FBMC/OQAM-OTFS), который предусматривает использование на входе блока IFFT комплексных информационных символов вместо двух OQAM-символов. Такой подход позволяет сократить вычислительные затраты с двух операций N -точечного IFFT до одной операции N -точечного IFFT с дополнительной обработкой сигнала. Для реализации данного принципа используется метод одновременного вычисления обратных дискретных преобразований Фурье двух вещественных функций с применением одного блока IFFT. Умножение на фазовый поворот от предварительной обработки OQAM в частотной области может быть заменено сдвигом на $N/4$ во временной области. Структурная схема передатчика PPN-FBMC/OQAM-OTFS с низкой сложностью представлена на Рисунке 6.

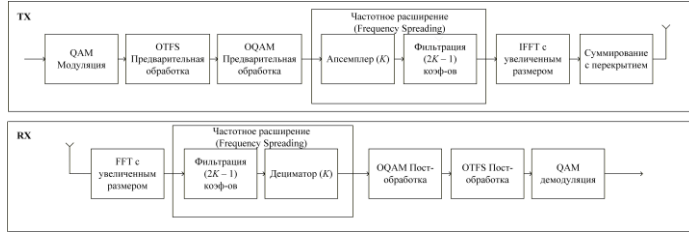


Рисунок 4. Структурная схема формирования и приёма сигналов FS-FBMC/OQAM-OTFS

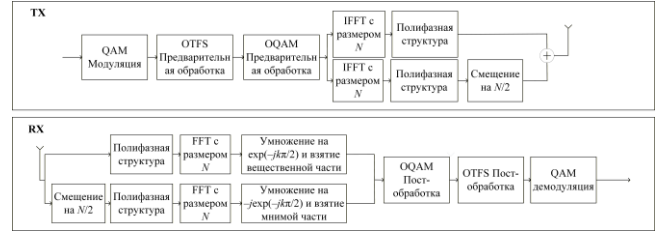


Рисунок 5. Структурная схема формирования и приёма сигналов PPN-FBMC/OQAM-OTFS

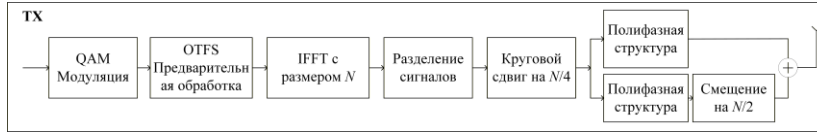


Рисунок 6. Структурная схема формирования сигналов PPN-FBMC/OQAM-OTFS с низкой сложностью

На Рисунке 7 приведены кривые помехоустойчивости приёма рассмотренных сигналов в многолучевых каналах с профилями EPA, EVA и ETU с доплеровским сдвигом от 5 по 3000

Гц. Как показано на графиках, сигналы Direct-FBMC/OQAM-OTFS, FS-FBMC/OQAM-OTFS и OTFS демонстрируют идентичные характеристики по BER, в то время как сигналы PPN-FBMC/OQAM-OTFS и их вычислительно-эффективная версия также имеют одинаковую помехоустойчивость, но незначительно худшую. Например, для канала EVA со значениями максимального доплеровского сдвига 70 и 700 Гц сигналы Direct-FBMC/OQAM-OTFS, FS-FBMC/OQAM-OTFS и OTFS обеспечивают энергетический выигрыш по сравнению с сигналами CP-OFDM, составляющий приблизительно 1,52 дБ и 1,35 дБ при $BER = 10^{-4}$ для максимального доплеровского сдвига 700 Гц и 70 Гц соответственно. В то же время использование сигналов PPN-FBMC/OQAM-OTFS и их вычислительно-эффективной версии приводит к энергетическим потерям всего около 0,81 дБ и 0,67 дБ по сравнению с сигналами OTFS, Direct-FBMC/OQAM-OTFS и FS-FBMC/OQAM-OTFS для максимального доплеровского сдвига 700 Гц и 70 Гц соответственно. Это обусловлено тем, что метод реализации на основе частотного расширения позволяет осуществлять более точный контроль частотной характеристики фильтр-банка за счёт индивидуального управления каждой поднесущей в частотной области. Это приводит к улучшенному подавлению ICI по сравнению с PPN-реализацией.

Таблица 4. Сравнение вычислительной сложности на стороне передатчика

	Количество реальных умножений	Количество реальных сложений
OFDM Tx	$L(N(\log_2 N - 3) + 4)$	$L(3N(\log_2 N - 1) + 4)$
OTFS Tx	$3L(N(\log_2 N - 3) + 4)$	$3L(3N(\log_2 N - 1) + 4)$
Direct-FBMC/OQAM Tx	$6LN^2K^2 + 4LN(K - 1)$	$6LN^2K^2 + N(2K - 1)(2L - 1)$
FS-FBMC/OQAM Tx	$2L(NK(\log_2 NK - 3) + 4 + 2N(K - 1))$	$2L(3NK(\log_2 NK - 1) + 4 + 2N(K - 1)(2L - 1))$
PPN-FBMC/OQAM Tx	$2L(2NK + N(\log_2 N - 3) + 4)$	$2L(3N(\log_2 N - 1) + 4 + 2N(K - 1)) + 2N(L + K - 2)$
Low-complexity PPN-FBMC/OQAM Tx	$L(N(\log_2 N - 3) + 4 + 4NK)$	$L(3N(\log_2 N - 1) + 4 + 4N(K - 1) + 4N) + 2N(L + K - 2)$
Direct-FBMC/OQAM-OTFS Tx	$6LN^2(1 + K^2) + 4LN(K - 1)$	$6LN^2(1 + K^2) + N(2K - 1)(2L - 1)$

FS-FBMC/OQAM-OTFS Tx	$2L(N(\log_2 N - 3) + 4) + 2L(NK(\log_2 NK - 3) + 4 + 2N(K - 1))$	$2L(3N(\log_2 N - 1) + 4) + 2L(3NK(\log_2 NK - 1) + 4) + 2N(K - 1)(2L - 1)$
PPN-FBMC/OQAM-OTFS Tx	$2L(N(\log_2 N - 3) + 4) + 2L(2NK + (N(\log_2 N - 3) + 4))$	$2L(3N(\log_2 N - 1) + 4) + 2L(3N(\log_2 N - 1) + 4 + 2N(K - 1)) + 2N(L + K - 2)$
Low-complexity PPN-FBMC/OQAM-OTFS Tx	$2L(N(\log_2 N - 3) + 4) + L(N(\log_2 N - 3) + 4 + 4NK)$	$2L(3N(\log_2 N - 1) + 4) + L(3L(\log_2 N - 1) + 4 + 4N(K - 1) + 4N) + 2N(L + K - 2)$

Таблица 5. Сравнение вычислительной сложности на стороне приёмника

	Количество реальных умножений	Количество реальных сложений
OFDM Rx	$L(N(\log_2 N - 3) + 4)$	$L(3N(\log_2 N - 1) + 4)$
OTFS Rx	$3L(N(\log_2 N - 3) + 4)$	$3L(3N(\log_2 N - 1) + 4)$
Direct-FBMC/OQAM Rx	$6LN^2K^2 + 4LN(K - 1)$	$6LN^2K^2$
FS-FBMC/OQAM Rx	$2L(NK(\log_2 NK - 3) + 4 + 2N(K - 1))$	$2L(3NK(\log_2 NK - 1) + 4) + 2N(K - 1)(2L - 1)$
PPN-FBMC/OQAM Rx	$2L(2NK + N(\log_2 N - 3) + 4)$	$2L(3N(\log_2 N - 1) + 4 + 2N(K - 1) + 2N(L + K - 2))$
Low-complexity PPN-FBMC/OQAM Rx	$L(N(\log_2 N - 3) + 4 + 4NK)$	$L(3N(\log_2 N - 1) + 4 + 2N(K - 1) + 2N(L + K - 2))$
Direct-FBMC/OQAM-OTFS Rx	$6LN^2(1 + K^2) + 4LN(K - 1)$	$6LN^2(1 + K^2)$
FS-FBMC/OQAM-OTFS Rx	$2L(N(\log_2 N - 3) + 4) + 2L(NK(\log_2 NK - 3) + 4 + 2N(K - 1))$	$2L(3N(\log_2 N - 1) + 4) + 2L(3NK(\log_2 NK - 1) + 4) + 2N(K - 1)(2L - 1)$
PPN-FBMC/OQAM-OTFS Rx	$2L(N(\log_2 N - 3) + 4) + 2L(2NK + (N(\log_2 N - 3) + 4))$	$2L(3N(\log_2 N - 1) + 4) + 2L(3N(\log_2 N - 1) + 4 + 2N(K - 1)) + 2N(L + K - 2)$
Low-complexity PPN-FBMC/OQAM-OTFS Rx	$2L(N(\log_2 N - 3) + 4) + L(N(\log_2 N - 3) + 4 + 4NK)$	$2L(3N(\log_2 N - 1) + 4) + L(3N(\log_2 N - 1) + 4 + 2N(K - 1)) + 2N(L + K - 2)$

В Таблице 6 представлены значения h^2 для упомянутых методов модуляции при BER = 10^{-4} для различных профилей многолучевых каналов EPA, EVA и ETU, соответствующих сценариям от умеренной до высокой динамики. Для сигналов PPN-FBMC/OQAM-OTFS и Low-Complexity PPN-FBMC/OQAM-OTFS энергетические проигрыши составляют приблизительно 0,57, 0,62, 0,68, 0,8, 0,41 и 0,95 дБ по сравнению с сигналами Direct-FBMC/OQAM-OTFS и FS-FBMC/OQAM-OTFS в каналах EPA5, EPA500, EVA70, EVA700, ETU300 и ETU3000 соответственно.

Таблица 6. Значения h^2 и их отклонения от случая Direct-FBMC/OQAM-OTFS для различных методов модуляции, требуемые для достижения BER = 10^{-4}

	Direct-FBMC/OQAM-OTFS	FS-FBMC/OQAM-OTFS (*)	PPN-FBMC/OQAM-OTFS (*)	Low-complexity PPN-FBMC/OQAM-OTFS (*)	CP-OFDM (*)

EPA5	22,63	0	0,57	0,57	1,12
EPA500	14,25	0	0,62	0,62	1,22
EVA70	12,29	0	0,68	0,68	1,35
EVA700	8,23	0	0,8	0,8	1,52
ETU300	7,19	0	0,41	0,41	3,16
ETU3000	9,98	0	0,95	0,95	—**

* Энергетический проигрыш относительно Direct-FBMC/OQAM-OTFS BER = 10^{-4} .

** BER = 10^{-4} не достигается даже в канале без шума, $h^2 = \text{inf}$.

Для сигналов CP-OFDM энергетические проигрыши составляют приблизительно 1,12, 1,22, 3,36, 1,51 и 3,16 дБ по сравнению с сигналами Direct-FBMC/OQAM-OTFS и FS-FBMC/OQAM-OTFS в каналах EPA5, EPA500, EVA70, EVA700 и ETU300 соответственно. Для сигналов CP-OFDM не удалось достичь значения BER = 10^{-4} даже в условиях отсутствия шума, т.е. при $h^2 = \text{inf}$.

В главе 3 предложены два вычислительно-эффективных алгоритма формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS: на основе частотного расширения (FS-FBMC/OQAM-OTFS) и на основе полифазной структуры (PPN-FBMC/OQAM-OTFS). Результаты моделирования показывают, что при коэффициенте перекрытия $K = 4$ различные варианты PPN-FBMC/OQAM обеспечивают выигрыш в вычислительной сложности в 2,5 – 4 раза при энергетических потерях не более 1 дБ по сравнению с FS-FBMC/OQAM-OTFS в многолучевых каналах с профилями EPA, EVA и ETU от умеренно- до высоко-динамичных сценариев. Алгоритм на основе расширения частоты обеспечивает выигрыш до 300 раз по сравнению с прямыми алгоритмами в зависимости от параметров сигнала – размера сигнального созвездия, значения коэффициента перекрытия и числа используемых поднесущих.

В главе 4 предложен алгоритм оценки канала в двумерной области DD для сигналов FBMC/OQAM-OTFS на основе генетического алгоритма (ГА) решения оптимизационных задач. Использование ГА снижает риск того, что процесс оптимизации сойдётся к локальному экстремуму, т.е. повышает вероятность достижения глобально оптимального решения.

Рассмотрим сигнал FBMC/OQAM-OTFS, занимающий полосу частот B_W и имеющий длительность кадра $T_{\text{кадр}}$, где B_W содержит M поднесущих, а $T_{\text{кадр}}$ делится на N символов (т. е. $B_W = M\Delta f$, $T_{\text{кадр}} = NT$). Без потери общности предполагается, что N является чётным значением. Тогда шаги (интервалы бинов) доплеровского сдвига и задержки в двумерной решётке в области DD выражаются как $\Delta\nu = 1/NT$ и $\Delta\tau = 1/M\Delta f$ соответственно. Идеальная характеристика канала в области DD описывается следующим выражением:

$$H_{\text{идеальная}}^{\text{DD}}[m, n] = \sum_{p=1}^P h_p Q(m, \tau_p) G(n, \nu_p), \quad (12)$$

где $m = 0, \dots, M-1$ – индекс доплеровского сдвига, $n = -N/2, \dots, N/2-1$ – индекс временной задержки, P – количество путей распространения, h_p – коэффициент ослабления p -го пути канала, а $Q(m, \tau_p)$ и $G(n, \nu_p)$ представляют собой базисные одномерные функции сигналов FBMC/OQAM-OTFS в областях задержки и доплеровского сдвига с задержкой τ_p и доплеровский сдвигом ν_p , соответственно.

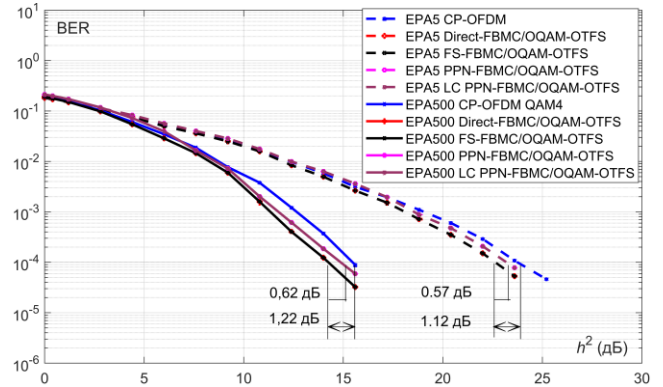


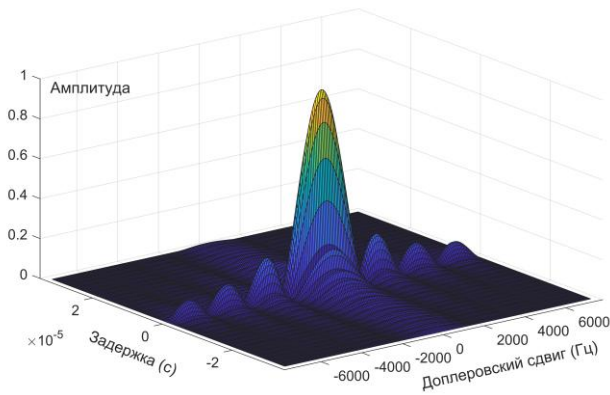
Рисунок 7. Кривые помехоустойчивости приёма сигналов с различными подходами реализации в каналах EPA5/500

$$Q(m, \tau_p) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \exp\left(j2\pi m \frac{\tau_p}{M}\right), \quad (13)$$

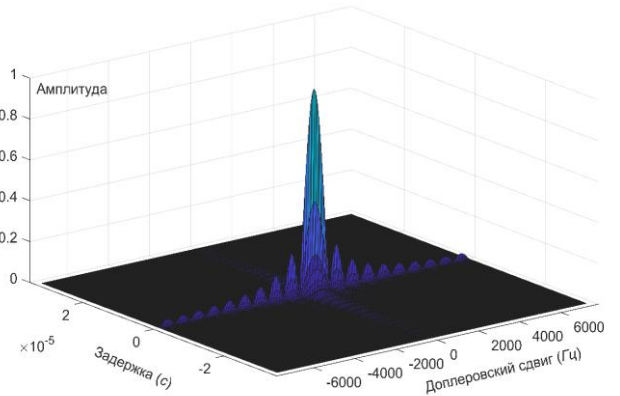
$$G(n, \nu_p) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(-j2\pi n \frac{\nu_p}{N}\right). \quad (14)$$

Из Рисунка 8 следует, что разрешающая способность по путям сильно зависит от значений M и N . Чем выше значения M и N , тем точнее могут быть определены параметры пиков, однако одновременно требуется учитывать большее количество дробных значений доплеровского сдвига и задержки внутри бина, чтобы избежать пропуска пиков.

Основной трудностью при внедрении сигнала OTFS, а также FBMC/OQAM-OTFS, является оценка канала в области DD, т. е. определение количества и параметров путей распространения. При этом первая сложность заключается в ограниченном разрешении дискретной области DD. Вторая сложность связана с возможным перекрытием двумерных базисных функций (меж-путевая интерференция, PI), соответствующих различным путям с близкими значениями доплеровского сдвига и/или задержки (интерференция по доплеровскому сдвигу и интерференция по задержке).



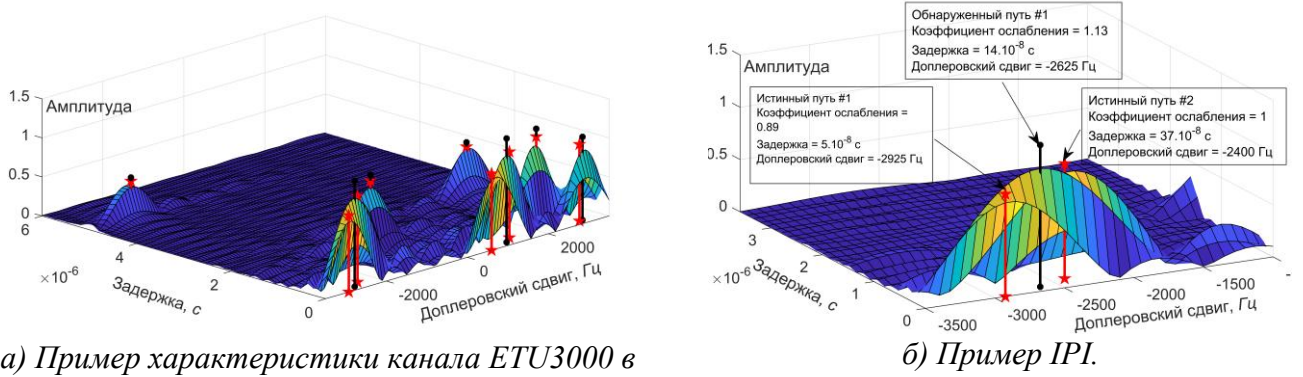
а) $M = 32$, $N = 8$, $\Delta f = 15$ кГц, разрешение по доплеровскому сдвигу $\Delta \nu = 1875$ Гц, разрешение по задержке $\Delta \tau = 2.08$ мкс



б) $M = 256$, $N = 20$, $\Delta f = 15$ кГц, разрешение по доплеровскому сдвигу $\Delta \nu = 750$ Гц, разрешение по задержке $\Delta \tau = 0,26$ мкс.

Рисунок 8. Двумерная базисная функция сигналов FBMC/OQAM-OTFS при различных значениях M и N

На Рисунке 9 показано, как PI приводит к смещению пиков и уменьшению их количества на примере канала ETU с максимальным доплеровским сдвигом 3000 Гц. В частности, фактическое количество путей составляет 9, но наблюдаются только 7 пиков. В данном случае обнаруженный пик номер 1, образовавшийся в результате слияния истинных пиков с номерами 1 и 2, имеет параметры, не совпадающие ни с истинным пиком номер 1, ни с истинным пиком номер 2. Следовательно, в этом случае оценка канала на основе обнаруженных пиков приведёт к неточному восстановлению канала и потерям в помехоустойчивости.



а) Пример характеристики канала ETU3000 в области DD, только часть в области DD была показана.

б) Пример IPI.

Рисунок 9. Иллюстрация меж-путевой интерференции (IPI) для канала ETU3000 при $M = 256$, $N = 20$. Красные линии соответствуют истинным пикам, чёрные линии — определённым пикам. Высота каждой линии равна высоте соответствующего пика, умноженной на 1,1

В данной работе используются стандартные для мобильной связи предположения: пилотные и информационные сигналы передаются в отдельных кадрах; информация о характеристике канала, оцененная по пилотному кадру, остаётся неизменной в течение всего информационного кадра. При этом характеристика канала в области DD $H_{\text{оценка}}^{\text{DD}}$ получается с помощью LMMSE алгоритма каждого элемента принятой решётки Y^{DD} по пилотной решётке P^{DD} следующим образом:

$$H_{\text{оценка}}^{\text{DD}}[m, n] = Y^{\text{DD}}[m, n] \frac{P^{\text{DD}*}[0, N/2 + 1]}{|P^{\text{DD}*}[0, N/2 + 1]|^2 + N_0}, \quad (15)$$

$$P[m, n] = \begin{cases} s, & \text{если } m = 0, n = N/2 + 1, \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (16)$$

где s представляет собой пилотный символ, мощность которого в несколько раз превышает среднюю мощность информационных символов для обеспечения относительно высокого отношения сигнал-шум (SNR) для пилотного сигнала по сравнению с информационными символами, а N_0 представляет собой дисперсию шума.

В данной работе предлагается двух-шаговый алгоритм оценки канала для сигналов FBMC/OQAM-OTFS. Оцениваемые параметры в предложенном алгоритме включают количество путей распространения P , а также коэффициенты ослабления h_p , задержки τ_p и значения доплеровского сдвига ν_p для этих путей.

Первый шаг: На первом шаге выполняется предварительная оценка параметров P и $\{h_p, \tau_p, \nu_p\}_{p=1, \dots, P}$. Для этого повторяются процедуры детектирования пика и вычитания его влияния из $H_{\text{оценка}}^{\text{DD}}$. Для вычитания влияния обнаруженного пика на детектирование последующих путей

выполняется обновление $H_{\text{оценка}}^{\text{DD}}$:

$$H_{\text{оценка}, p}^{\text{DD}}[m, n] = H_{\text{оценка}, p-1}^{\text{DD}}[m, n] - h_{p-1} Q(m_{p-1}, \tau_{p-1}) G(n_{p-1}, \nu_{p-1}), \quad (17)$$

$$H_{\text{оценка}, 1}^{\text{DD}} = H_{\text{оценка}, 1}^{\text{DD}}, \quad (18)$$

где $p = 2, \dots, P$. Детектирование пиков осуществляется в области DD с разделением каждого бина доплеровского сдвига и задержки на более мелкие суббины путём выполнения интерполяции $H_{\text{оценка}}^{\text{DD}}$ или вычисления корреляционных функций с соответствующими базисными функциями. При этом параметры обнаруженного пика определяются таким образом:

$$(m_p, n_p) = \arg \left\{ \max \left| H_{\text{оценка, р}}^{\text{DD}} [m', n'] \right| \right\}, \quad (19)$$

$$h_p = \left| H_{\text{оценка, р}}^{\text{DD}} [m_p, n_p] \right|, \quad (20)$$

$$\tau_p = m_p / M \Delta f, \quad (21)$$

$$v_p = n_p / NT, \quad (22)$$

где m' и n' – значения задержки и доплеровского сдвига с шагом $1/Nt$ и $1/Nf$, соответственно. Nt и Nf представляют собой количество суббинов для задержки и доплеровского сдвига. Если высота пика превышает значение порога α , то новый пик добавляется в предварительный набор. В противном случае первый шаг алгоритма завершается. Этот шаг также прекращается, если количество обнаруженных путей превышает заданное максимальное число ожидаемых путей P_{max} .

Второй шаг: По завершении первого шага получается начальный набор параметров канала $\{h_p, \tau_p, v_p\}_{p=1, \dots, P}$, формирующий предварительную характеристику канала. Однако для устранения IPI, искажающего процесс оценки канала, эти параметры требуют уточнения с целью минимизации рассогласования между наблюдаемой характеристикой канала на основе пилотного сигнала и характеристикой, оцененной по выбранному набору параметров $\{h_p, \tau_p, v_p\}_{p=1, \dots, P}$ в области DD. Данный процесс уточнения может быть представлен в виде оптимизационной задачи:

$$\{h_p, \tau_p, v_p\} = \arg \left\{ \min \left| H_{\text{оценка}}^{\text{DD}} - H_{\text{выбранные параметры}}^{\text{DD}} \right| \right\}. \quad (23)$$

В данной работе предлагается использовать ГА в качестве основы для поиска оптимального решения приведённой оптимизационной задачи. Следовательно, при выборе параметров ГА – размера популяции (U) и количества поколений (L) – необходимо соблюдать баланс между точностью оценки и вычислительной сложностью.

В данной работе проведено сравнение помехоустойчивости приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS при применении предложенного двух-шагового алгоритма на основе ГА с существующими алгоритмами, такими как двух-шаговый алгоритм на основе метода Quasi-Newton, метода L-BFGS, IPPS алгоритм и его улучшенный вариант. Кроме того, мы включаем алгоритм, включающий только первый шаг предложенного алгоритма (алгоритм ПШ), т.е. без уточнения параметров путей.

На Рисунке 10 представлены кривые помехоустойчивости приёма сигналов при использовании рассмотренных алгоритмов оценки канала при одинаковом количестве итераций для модуляции QPSK и QAM-16 в канале ETU3000. Как следует из Рисунка 10, для модуляции QPSK при $\text{BER} = 10^{-4}$ предложенный алгоритм обеспечивает энергетический выигрыш порядка 1,2; 2,1; 2,5 и 3,8 дБ по сравнению с двух-шаговым алгоритмом оценки канала на основе L-BFGS, квазиньютоновским методом, а также алгоритмами IPPS и улучшенным IPPS соответственно. Для модуляции QAM-16 значения энергетического выигрыша оказываются выше и составляют 2,5; 3,7; 4,6 и 7,0 дБ. Алгоритм ПШ обеспечивает значительно большие потери и показывает результаты, почти такие же, как для традиционного CP-OFDM в этом канале. Предложенный алгоритм оценки канала с параметрами ГА $U = 10000$ и $L = 100$ превосходит другие рассмотренные алгоритмы. Поскольку полученные им результаты практически совпадают с идеальной оценкой канала, можно заключить, что предложенный алгоритм обеспечивает нахождение глобального решения.

На Рисунке 11 показаны кривые помехоустойчивости приёма сигналов в канале ETU3000 для случая идеальной оценки канала, а также для предложенного алгоритма на основе ГА при различных размерах популяции – от 500 до 10000 – для модуляций QPSK и QAM-16. Из Рисунка 11 следует, при размере популяции U от 2000 до 10000 вероятность битовой ошибки, достигаемая с применением предложенного алгоритма оценки канала, оказывается близка к помехоустойчивости приёма сигналов при идеальной оценке канала. В частности, для модуляции QPSK энергетические потери составляют всего от 0,15 до 0,45 дБ. При уменьшении размера популяции U до 1000 и 500 энергетические потери возрастают до 1,5 и 5,5 дБ соответственно. Для модуляции QAM-16

энергетические потери находятся в пределах от 0,22 до 0,48 дБ при размере популяции U от 10000 до 4000. Когда размер популяции U снижается до 2000 и 1000, потери увеличиваются до 1,1 и 5,5 дБ соответственно. Данная тенденция подтверждает, что увеличение вычислительной сложности алгоритма за счёт расширения популяции оправдано с точки зрения повышения точности оценки. Таким образом, предложенный подход открывает путь к существенному улучшению качества оценки канала для сигналов FBMC/OQAM-OTFS.

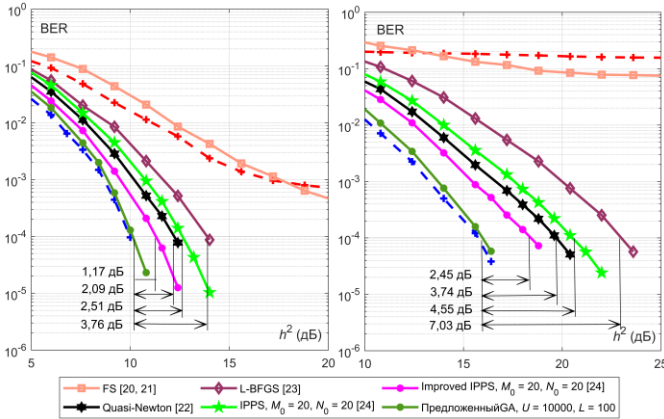


Рисунок 10. Кривые помехоустойчивости приёма сигналов для различных алгоритмов оценки канала. Пунктирные красные и синие кривые показывают идеальную оценку канала для CP-OFDM и FBMC/OQAM-OTFS соответственно. Сплошные кривые отображают различные алгоритмы оценки канала

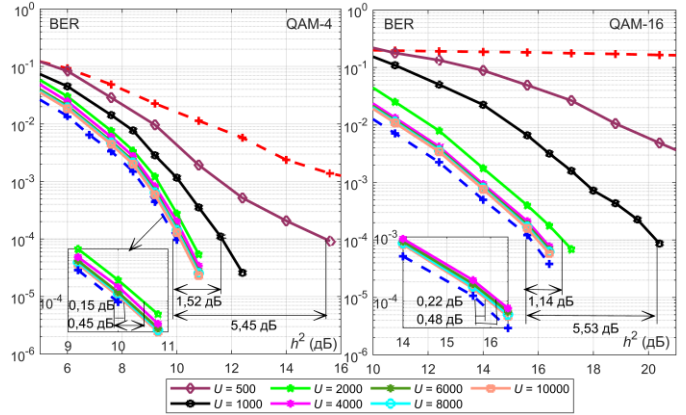


Рисунок 11. Кривые помехоустойчивости приёма сигналов в канале ETU3000. Пунктирные красные и синие кривые показывают идеальную оценку канала для CP-OFDM и FBMC/OQAM-OTFS соответственно. Сплошные кривые отображают результаты предложенного алгоритма оценки канала на основе ГА с различными размерами популяции U и фиксированным числом поколений ($L = 100$)

Вычислительная сложность ГА зависит от трёх ключевых параметров: размера популяции (U), количества поколений (L) и вычислительной стоимости целевой функции (C). Данная сложность может быть выражена как $O(ULC)$. В Таблице 7 представлен минимальный размер популяции, необходимый для обеспечения энергетических потерь не более 0,5 дБ по сравнению с идеальной оценкой канала, для различных профилей многолучевых каналов (EPA, EVA, ETU) в условиях как умеренной, так и высокой динамики при фиксированном числе поколений $L = 100$. Полученные результаты свидетельствуют о том, что с увеличением сложности модели канала и максимального доплеровского сдвига требуется увеличивать размер популяции U . Увеличение вычислительной сложности алгоритма является оправданным, поскольку оно позволяет сигналам FBMC/OQAM-OTFS обеспечить выигрыш по отношению сигнал/шум до 7 дБ по сравнению с известными алгоритмами при передаче информации в условиях быстро перемещающихся абонентов.

Таблица 7. Зависимость необходимого размера популяции от модели канала

Модель канала	Минимальный размер популяции, обеспечивающий энергетические потери не более 0,5 дБ относительно идеальной оценки канала
EPA5	250
EPA500	350
EVA70	600
EVA700	800
ETU300	750
ETU3000	2000

Для снижения количества итераций ГА в рамках данного исследования предлагается подход декомпозиции множества лучей на подмножества с раздельным применением ГА для каждого подмножества. Конкретизируя, например для канала ETU, содержащего 9 путей, вместо прямого применения ГА ко всем 9 лучам, решение разбивается на два этапа: первоначально оцениваются параметры подгруппы из 5 лучей, затем оптимизируются параметры оставшейся подгруппы из 4 лучей. Благодаря существенному сокращению количества одновременно оцениваемых параметров на каждом этапе ГА демонстрирует повышение вычислительной

эффективности, выражающееся в снижении как требуемого размера популяции, так и количества поколений, необходимых для достижения сходимости.

Для модели канала ETU3000 в случае одновременного уточнения всех параметров путей с параметрами $U = 10000$ и $Q = 100$ обеспечиваются энергетические потери 0,15 дБ относительно идеальной оценки канала. В то же время, предложенный подход с раздельной обработкой подмножеств путей демонстрирует сопоставимую эффективность (потери 0,26 дБ) при существенно меньших вычислительных затратах – размер популяции $U = 500$ и количество поколений $Q = 100$. Полученные результаты свидетельствуют о том, что стратегия декомпозиции позволяет в 10 раз сократить размер популяции при незначительном увеличении энергетических потерь (на 0,11 дБ), что подтверждает эффективность предложенного подхода для практической реализации в условиях сложных многолучевых каналов связи.

В главе 4 предложен двух-шаговый алгоритм оценки канала в области DD для сигналов FBMC/OQAM-OTFS на основе ГА. Проведенное моделирование демонстрирует, что при соответствующем выборе параметров ГА сигналы FBMC/OQAM-OTFS с предложенным алгоритмом оценки канала обеспечивает энергетические потери не более 0,5 дБ по сравнению с идеальной оценкой канала. Данный результат подтвержден для стандартных профилей многолучевых каналов EPA, EVA и ETU в условиях как умеренной, так и высокой динамики.

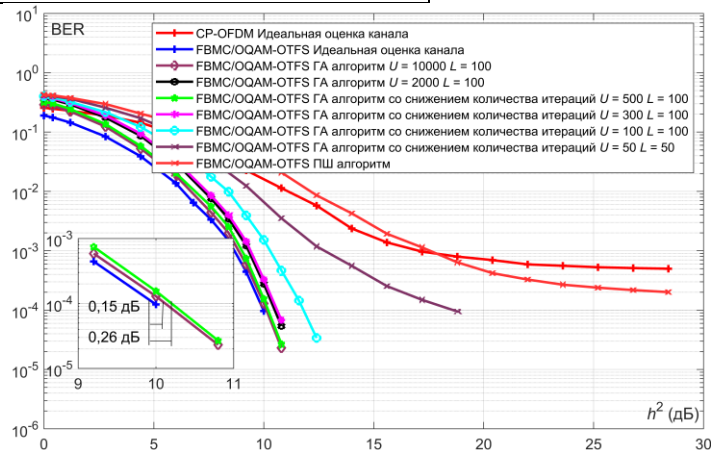


Рисунок 12. Кривые помехоустойчивости приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS при применении предложенного алгоритма оценки канала с разбиением количества путей в модели канала ETU3000

В пятой главе приведено описание экспериментального исследования спектральных характеристик и помехоустойчивости приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS на основе платформы NI-USRP 2920.

На Рисунке 13 представлен разработанный экспериментальный стенд.

ПК и устройство NI USRP-2920 были подключены напрямую через кабель гигабитного Ethernet с аттенуатором 30 дБ. В качестве терминала использовался ноутбук с операционной системой Windows 10, а в качестве пользовательского интерфейса для управления устройством NI USRP-2920 применялась программа MATLAB 2023a. Для подключения к NI USRP-2920 в MATLAB были установлены следующие параметры: центральная частота: 1 ГГц, коэффициент интерполяции/децимации: 100, коэффициент усиления на передатчике/приёмнике: 20 дБ, количество отсчётов: 60000.



Рисунок 13. Экспериментальный стенд разработанной модели

Как видно из Рисунка 14, энергетический спектр сигналов CP-OFDM и OTFS имеет почти одинаковый уровень внеполосных излучений потому, что они формируются на основе импульса с прямоугольной импульсной характеристикой. Сигналы FBMC/OQAM и FBMC/OQAM-OTFS формируются на основе фильтра с гладкой импульсной характеристикой (PHYDYAS) с коэффициентом перекрытия $K = 4$. На Рисунке 14 показано, что для сигналов FBMC/OQAM (-OTFS) полоса частот, в которой концентрация энергии составляет 99,99%, оказывается меньше, чем для сигналов OFDM (OTFS) на 6 – 8 кГц. Это обусловлено тем, что использование сигналов с FBMC/OQAM (-OTFS) обеспечивает уровень ООБЕ значительно ниже, чем для сигналов с OFDM (OTFS), что приводит к более высокой компактности спектра.

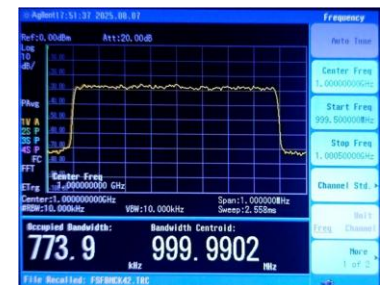


Рисунок 14. Энергетические спектры рассматриваемых сигналов: а) OFDM, б) OTFS, в) FS-FBMC/OQAM, г) FS-FBMC/OQAM-OTFS, д) PPN-FBMC/OQAM, е) PPN-FBMC/OQAM-OTFS с коэффициентом перекрытия $K = 4$, $N_{active} = 200$, $N_{FFT} = 256$

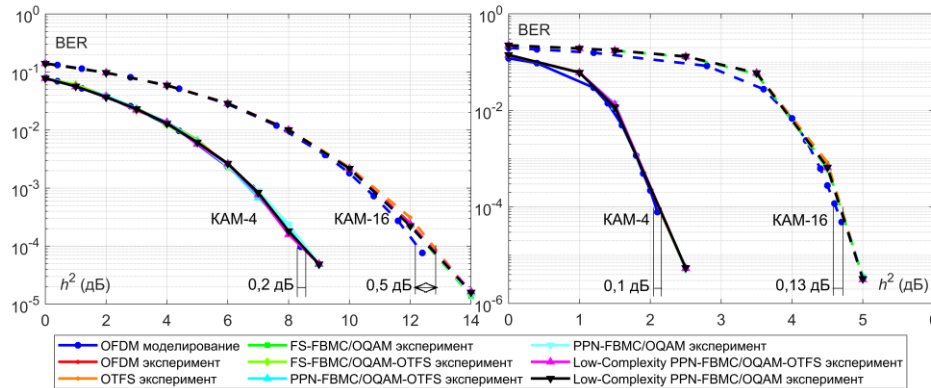


Рисунок 15. Кривые помехоустойчивости приёма различных сигналов: а) без кодирования б) с кодированием LDPC со скоростью 1/2, сплошные линии соответствуют сигнальному созвездию QAM-4, пунктирные – QAM-16

Из Рисунка 15 следует, что экспериментально полученные кривые помехоустойчивости практически совпадают с результатами имитационного моделирования в канале АБГШ в случае без кодирования и с кодированием LDPC со значением скорости кодирования 1/2, так как все кривые для QAM-4 фактически совпадают друг с другом и также происходит для QAM-16.

На Рисунке 16 приведено сравнение помехоустойчивости приёма двух групп сигналов: первая – без применения OTFS и вторая – с применением OTFS. Первая группа включает CP-OFDM и FBMC/OQAM, а вторая – FBMC/OQAM-OTFS и OTFS. Из Рисунка 16 следует, что вторая группа сигналов демонстрирует лучшую помехоустойчивость приёма сигналов, чем первая группа.

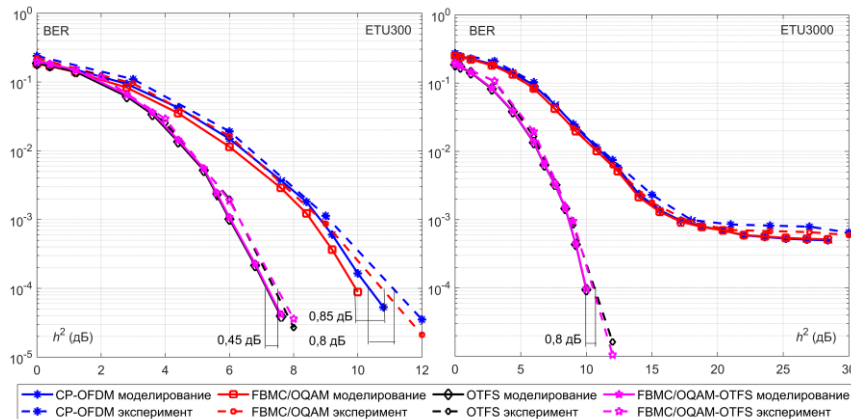


Рисунок 16. Кривые помехоустойчивости приёма различных сигналов в канале ETU с максимальным значением доплеровского сдвига 300 и 3000 Гц, сигнальное созвездие QAM-4

На Рисунке 17 приведены кривые помехоустойчивости приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS с применением различных методов формирования и обработки сигналов CP-OFDM. Результаты моделирования и эксперимента показывают, что подход PPN-FBMC/OQAM-OTFS для модели канала ETU300/3000 проигрывает методу на основе частотного расширения, FS-FBMC/OQAM-OTFS, не более 1 дБ и при этом, как было указано выше, он обеспечивает дополнительное снижение вычислительной сложности обработки сигналов FBMC/OQAM-OTFS.

Из Рисунков 15–17 следует, что результаты имитационного моделирования и натурального эксперимента почти совпадают. Незначительное энергетическое расхождение (менее 0,85 дБ) между результатами модельного и натурального экспериментов, по-видимому, обусловлено неравномерностью амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтров в аппаратной платформе NI USRP-2920 и наличием ошибки фазовой синхронизации.

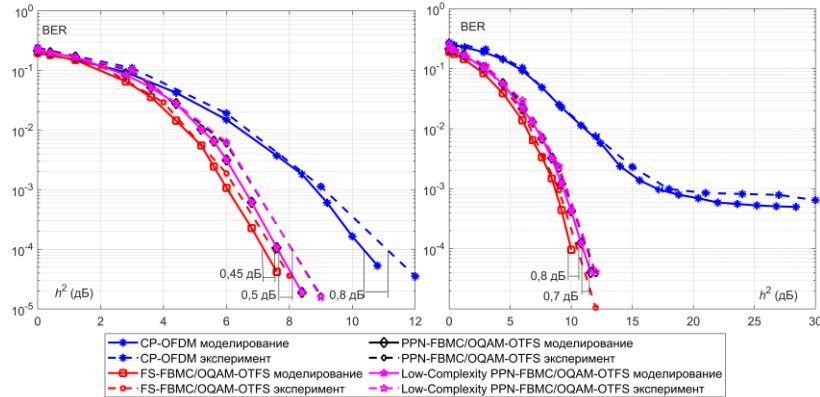


Рисунок 17. Кривые помехоустойчивости приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS с различными методами реализации и CP-OFDM в канале ETU с максимальным значением доплеровского сдвига 300 и 3000 Гц, сигнальное созвездие QAM-4

В главе 5 был описан экспериментальный стенд передачи и приёма сигналов OFDM, OTFS, FS-FBMC/OQAM(-OTFS), PPN-FBMC/OQAM(-OTFS) и Low-Complexity PPN-FBMC/OQAM(-OTFS) на базе применения SDR платформы NI USRP N210. Было проведено исследование спектральных характеристик и кривых помехоустойчивости приёма различных сигналов с помощью построенного стенда. Путём натурального эксперимента продемонстрировано, что использование сигналов FBMC/OQAM-OTFS по сравнению с сигналами OFDM приводит к существенному уплотнению энергетического спектра и повышению помехоустойчивости приёма сигналов в условиях высоко-динамичных каналов. Полученные экспериментальные результаты почти точно совпали с теоретическими результатами и результатами имитационного моделирования. Незначительный энергетический проигрыш в 0,85 дБ обусловлен работой реальных систем временной и частотной синхронизации и системы обнаружения сигнала.

В заключении приведены основные результаты диссертационной работы.

В приложении А приведено доказательство соотношения между представлениями канала в областях времени-частоты, времени-задержки и задержки-доплеровского сдвига.

В приложении Б приведено аналитическое вычисление вычислительной сложности реализации различных алгоритмов формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS.

Основные публикации автора по теме диссертации

Статьи, опубликованные в изданиях, включенных в перечень ВАК по специальности 2.2.13. «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»:

1. Хук Т. Б., А. Л. Гельгор, Т. Е. Гельгор [и др.]. Оценка эффективности использования в мобильных сетях 5-го поколения сигналов с модуляцией FBMC/OQAM и предварительной обработкой OTFS для сценариев с высоко динамичными каналами // Радиотехника. – 2024. – Т. 88, № 3. – С. 78-91. – DOI 10.18127/j00338486-202403–08. Личный вклад: предложены сигналы FBMC/OQAM-OTFS для эффективной передачи информации в условиях высоко-динамичных каналов, описаны алгоритмы прямого формирования и приёма таких сигналов.

2. Khuc B.T., Gelgor A.L. Low computational complexity technique based on a polyphase structure for modulation and demodulation of FBMC/OQAM-OTFS signals. *Computing, Telecommunications and Control*, 2025, Vol. 18, No. 4, Pp. 53–66. DOI: 10.18721/JCSTCS.18405. Личный вклад: разработаны вычислительно-эффективные алгоритмы для формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS на основе частотного расширения и полифазной структуры.

3. Хук Т.Б., Гельгор А.Л. Двухэтапный алгоритм оценки канала на основе генетического алгоритма для FBMC/OQAM-технологии с предварительной OTFS-обработкой // *Радиотехника*. 2026. Т. 90. № 3. С. 41–52. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202603-04>. Личный вклад: предложен и разработан двухэтапный алгоритм оценки канала на основе генетического алгоритма в двумерной области задержки и доплеровского сдвига для сигналов FBMC/OQAM-OTFS.

Статьи, опубликованные в изданиях, включенных в перечень Scopus:

1. P. N. T. H., B. Khuc, I. Petrov, T. Lavrukhin and A. Gelgor. Improvement in Data Transmission Efficiency in Mobile 5G New Radio System using Filter Bank Multicarrier Signals // 2022 International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), St. Petersburg, Russian Federation, 2022, pp. 63-66, doi: 10.1109/EExPolytech56308.2022.9950816. Личный вклад: разработаны различные алгоритмы формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM.

2. B. Khuc., Aleksandr Gelgor, Dmitry Tkachenko, Victor Vargauzin, Konstantin Greshnevikov, Eugene Popov. Channel Estimation and Equalization for OTFS Systems Over High-Mobility Channels // 2023 International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), ST PETERSBURG, Russian Federation, 2023, pp. 205-208, doi: 10.1109/EExPolytech58658.2023.10318693. Личный вклад: разработан алгоритм оценки канала и эквалайзинга для модуляции OTFS в двумерной области время-частота.

3. B. Khuc, A. Gelgor, T. L. Duc and P. N. T. H. FBMC/OQAM with OTFS Pre-Processing for High-Mobility Channels // 2024 International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), Saint Petersburg, Russian Federation, 2024, pp. 186-189, doi: 10.1109/EExPolytech62224.2024.10755876. Личный вклад: разработан алгоритм прямого формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS.

Остальные публикации по теме диссертации:

1. Т. Б. Хук, А. Л. Гельгор, И. А. Петров [и др.]. Повышение надежности передачи данных в высокоомобильных сценариях 5G путём применения сигналов с OTFS // *СПбНТОРЭС: труды ежегодной НТК*. – 2023. – № 1(78). – С. 47–50. – EDN WWOQYT. Личный вклад: разработан алгоритм формирования и приёма сигналов OTFS в условиях высоко-динамичных каналов.

2. Хук Т. Б., Гельгор А.Л. Экспериментальное исследование спектральных характеристик и помехоустойчивости приёма сигналов FBMC/OQAM с предварительной обработкой OTFS // *Неделя науки ИЭиТ: материалы Всероссийской конференции, Санкт-Петербург, 17–22 ноября 2025 года*. – Санкт-Петербург: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого", 2025. Личный вклад: разработана и описана экспериментальная модель формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS, проведено исследование спектральных характеристики и помехоустойчивости приёма сигналов в канале АБГШ.

3. Хук Т. Б., Гельгор А.Л. Экспериментальное исследование спектральных характеристик и помехоустойчивости приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS в условиях высоко-динамичных каналов. // *Конференция “Перспективные телекоммуникационные технологии и развитие цифровых классов в России и мире (ПКМ 2025)”*, 2025. Личный вклад: разработана экспериментальная модель формирования и приёма сигналов FBMC/OQAM-OTFS, проведено исследование спектральных характеристики и помехоустойчивости приёма сигналов в высоко-динамичных каналов.