


Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники»

На правах рукописи



Абенов Ренат Рамазанович

Формирование и обработка сигналов в системах связи
на основе ортогонального частотного мультиплексирования
с использованием банка фильтров

Специальность 05.12.04

Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
к. т. н., доцент
Рогожников Евгений Васильевич

Томск 2020

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. ОБЗОР ТЕХНОЛОГИИ ЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БАНКА ФИЛЬТРОВ	11
1.1 Развитие технологии передачи на множестве несущих	11
1.2 Основы ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров	13
1.3 Проект RHYDYAS	16
1.4 Модуляция множества несущих с применением быстрого преобразования Фурье	19
1.5 Эффект фильтрации БПФ	21
1.6 Фильтр-прототип	24
1.7 Реализация банка фильтров в частотной области	28
1.8 Полифазная реализация фильтра	30
1.8.1 Оценка вычислительной сложности алгоритма фильтрации с применением полифазной структуры	34
1.9 Модуляция OQAM	35
Выводы	38
2. ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛА FBMC/OQAM	39
2.1 Модель сигнала FBMC/OQAM	39
2.2 Межсимвольная интерференция в FBMC/OQAM	40
2.3 Компенсация межсимвольной интерференции с помощью преамбулы	44
2.3.1 Метод POP (Pairs of Pilot, Пары пилотов)	45
2.3.2 Метод IAM (Interference Approximation Method, Метод приближения помех)	47
2.4 Компенсация межсимвольной интерференции с использованием встраиваемых пилотов	48
2.5 Оценка канала	51
Выводы	54

3.	СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ FBMC/OQAM	56
3.1	Схема обработка сигнала FBMC/OQAM, основанная на CP-OFDM.....	56
3.2	Предлагаемая схема обработки сигнала FBMC/OQAM.....	57
3.3	Моделирование системы FBMC/OQAM.....	60
3.4	Сравнительный анализ систем FBMC/OQAM и CP-OFDM	68
3.4.1	Спектральная эффективность	68
3.4.2	Внеполосное излучение.....	71
	Выводы	74
4.	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ FBMC/OQAM	76
4.1	Описание экспериментального стенда.....	76
4.2	Временная и частотная синхронизация	79
4.3	Формирование кадров OFDM и FBMC/OQAM	82
4.4	Параметры передаваемого сигнала	84
4.5	Оценка канала в кадре	86
4.6	Передача данных в беспроводном канале	88
4.7	Обработка результатов	89
	Выводы	92
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	94
	СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ АВТОРОМ ПО ТЕМЕ	
	ДИССЕРТАЦИИ.....	96
	СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	98
	СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	100
	ПРИЛОЖЕНИЕ А.....	111
	ПРИЛОЖЕНИЕ Б	112

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

Развитие сотовых систем связи началось в 1980-х годах. Аналоговые системы тех лет были разработаны для передачи голосового трафика и предназначались для массового потребителя. Широкое распространение мобильная связь получила вместе с появлением цифровых систем в начале 1990-х, когда были запущены первые сети GSM (Global System for Mobile Communications, глобальный стандарт цифровой мобильной связи). Благодаря GSM в сетях 2G (Generation, поколение) появилась возможность предоставления абонентам улучшенного качества звука и передачи данных. Сети третьего поколения мобильной связи (2000-е года) основывались на коммутации пакетов и кодового разделения каналов. К ним относятся такие стандарты передачи данных как UMTS (Universal Mobile Telecommunications System, универсальная мобильная телекоммуникационная система) и CDMA-2000 (Code Division Multiple Access, множественный доступ с кодовым разделением). В 2010-х годах началось активное внедрение сетей 4G. В них впервые использовался множественный доступ на основе ортогонального частотного мультиплексирования (OFDMA, Orthogonal Frequency Division Multiple Access). Это позволило повысить скорость передачи до 250 раз по сравнению со стандартами предыдущего поколения. Данный метод нашел широкое применение, и в настоящее время используется в таких стандартах связи и телевидения, как LTE (Long Term Evolution), WiFi, ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line), PLC (Powerline Communication), DVB (Digital Video Broadcasting) и др. В 2015-м году Международный Союз Электросвязи разработал план развития сетей пятого поколения мобильной связи (5G). Для совершенствования физического уровня сети был предложен ряд технологий в качестве альтернативы для замены ныне используемой технологии OFDM. Данные технологии призваны устранить ключевые недостатки OFDM: низкая спектральная эффективность вследствие необходимости использования

защитного интервала в виде циклического префикса, а также высокое внеполосное излучение, которое увеличивает защитные полосы в спектре. В число альтернативных методов передачи вошли UFMC (Universal Filtered MultiCarrier, многочастотная передача с универсальной фильтрацией), GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing, мультиплексирование на основе обобщенного частотного разделения) и FBMC (Filter Bank MultiCarrier, многочастотная передача с использованием банка фильтров), а также ряд технологий NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access, неортогональный множественный доступ). Поэтому в настоящее время в данном направлении многими мировыми корпорациями и научно-исследовательскими институтами проводится активная исследовательская работа.

Актуальность данной работы подтверждается высоким интересом разработчиков и исследователей к новым методам передачи. Среди перечисленных технологий FBMC отличается максимальной эффективностью, что влечет за собой усложнение построения системы связи на ее основе. В данный момент технология имеет статус альтернативной и пока в стандарте 5G не применяется. Несмотря на это многие исследовательские институты и корпорации, такие как Samsung, Huawei и ZTE, активно поддерживают развитие данной технологии.

Мультиплексирование OFDMA уже много лет используется в различных стандартах связи и телевидения, поэтому в настоящее время имеется множество учебных пособий и научных публикаций, которые описывают основные принципы работы, схемы построения системы, методы и алгоритмы. Среди учебных пособий встречаются не только англоязычные источники, но и отечественные. Однако новые методы передачи, в частности, FBMC/OQAM, уже сегодня могут быть внедрены в различные стандарты телекоммуникаций. Несмотря на это открытых источников, описывающих оптимальные схемы построения, эффективные и экономичные методы и алгоритмы обработки в системах FBMC в настоящее время очень мало. Это связано с тем, что разработкой систем будущих стандартов связи занимаются корпорации, конкурирующие между собой на мировом

рынке телекоммуникационного оборудования. На сегодняшний день системы связи на основе ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров находятся в стадии разработки и научных исследований. Различные авторы научных публикаций публикуют отдельные блоки данной системы и используют свои методы обработки и моделирования системы передачи в целом.

Цель и задачи исследований. Целью диссертационной работы является разработка метода формирования и обработки сигнала для систем связи беспроводного широкополосного доступа на основе ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров.

Для достижения поставленной цели сформулированы и решены следующие задачи:

- обзор технологии ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров;
- сравнительный анализ систем стандартного ортогонального частотного мультиплексирования и частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров;
- разработка метода формирования и обработки сигнала для системы связи на основе ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров;
- моделирование системы передачи на основе разработанного метода;
- экспериментальное исследование предлагаемого метода формирования и обработки сигнала.

Теоретической и методологической основой диссертационной работы являются разработки отечественных и зарубежных ученых в области физического уровня сетей 4G и 5G. Информационную базу составляют монографические работы, материалы научно-технических конференций, технические спецификации стандартов мобильной связи, объекты интеллектуальной собственности, статьи

в периодических изданиях и научных сборниках по исследуемой проблеме, а также описание сертифицированных измерительных приборов.

Методы исследования

При проведении исследований были использованы методы теории вероятности и математической статистики, методы имитационного компьютерного моделирования, методы статистической теории радиотехнических систем, методы вычислительной математики, методы обработки цифровых сигналов и программирования, а также экспериментальное исследование с использованием сертифицированного измерительного оборудования.

Научная новизна работы

1. Приведен сравнительный анализ систем на основе ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров и стандартных систем на основе ортогонального частотного мультиплексирования. Показано, что спектральная эффективность системы на основе ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров может быть выше до 1.25 раза, а внеполосное излучение может быть ниже (в зависимости от коэффициента перекрытия) по сравнению с системами на основе ортогонального частотного мультиплексирования.

2. Предложена схема формирования и обработки для систем беспроводной связи на основе ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров, позволяющая работать в многолучевом канале без использования циклического префикса. Показано, что использование полифазной реализации фильтра снижает вычислительную нагрузку до 3.71 раз по сравнению с алгоритмом стандартного оконного преобразования Фурье.

3. Проведено экспериментальное исследование системы на основе ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров. Показано, что она способна обеспечить такую же помехоустойчивость, как и система OFDM, а также обеспечить выигрыш в спектральной эффективности.

Положения, выносимые на защиту:

1. Метод формирования и обработки сигнала в системе на основе ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров при использовании линейного эквалайзера и метода дополнительного пилота позволяет получить в канале для пешехода коэффициент ошибок 10^{-6} при отношении энергии, приходящейся на бит информации, к энергии шума меньше на 1.3 дБ по сравнению с системой на основе стандартного ортогонального частотного мультиплексирования.

2. Метод формирования и обработки сигнала в системе на основе ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров с коэффициентом перекрытия, равном 2, 3 и 4, может обеспечить уровень мощности сигнала на границе полосы на 15.5, 124 и 131.6 дБ ниже, чем в системе на основе стандартного ортогонального частотного мультиплексирования, при использовании 641 поднесущей и размерности преобразования Фурье 1024.

3. При использовании метода формирования и обработки сигнала в системе на основе ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров спектральная эффективность системы передачи данных линейно возрастает с увеличением длины кадра и может быть выше, чем в системе LTE на основе стандартного ортогонального частотного мультиплексирования, до 7-25% за счет отсутствия циклического префикса.

Практическая значимость и реализация результатов работы:

Результаты диссертационной работы позволяют обеспечить низкое внеполосное излучение в системах связи с множеством несущих, а также избавиться от необходимости использования циклического префикса. Полученный метод формирования и обработки сигналов может быть использован при проектировании систем связи на основе ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров для повышения спектральной эффективности.

Результаты диссертационной работы были использованы на предприятии ООО НПК «Тесарт» (г. Томск) при разработке программного обеспечения для

формирования и обработки сигналов в системах беспроводной связи (х/д 46/17). Акт использования результатов диссертации представлен в приложении А.

Результаты диссертационной работы также используются в образовательном процессе на кафедре телекоммуникаций и основ радиотехники с 2018/2019 учебного года по направлению подготовки 11.04.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи». Материалы, полученные при выполнении работы, вошли в учебное пособие по дисциплине «Системы радиодоступа». Акт использования результатов представлен в приложении Б.

Апробация работы. Основные результаты диссертационной работы представлялись и докладывались на следующих научно-технических и научно-практических конференциях:

1. Всероссийская научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР», г. Томск, 2016.
2. XII Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2016.
3. International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – IEEE, Tomsk, 2019.

Достоверность результатов работы обеспечивается проведением экспериментальных исследований беспроводной системы передачи данных в реальных каналах распространения радиоволн, сопоставлением результатов, полученных с помощью экспериментов и моделирования, а также сравнением с аналогичными результатами, полученными другими авторами.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 12 публикаций: 5 статей в журналах из перечня ВАК, 2 монографии, 1 доклад в трудах конференций, индексируемых WoS и Scopus, 2 доклада в трудах международных конференций, 2 доклада в трудах всероссийских конференций.

Объем и структура диссертации. В структуру диссертации входит четыре основные главы, введение, заключение, список сокращений, список использованных источников и приложения. Диссертационная работа содержит 112 стр.

машинописного текста, 57 рисунков и 20 таблиц. Библиографический список включает 107 наименований.

Личный вклад. Автором совместно с доцентом кафедры ТОР А.Я. Демидовым поставлены цель и задачи работы. Основные результаты диссертации, в том числе математические модели и программы, получены автором лично. Программа экспериментального исследования разработана совместно с сотрудниками кафедры ТОР Е.В. Рогожниковым, Д.А. Покаместовым, Я.В. Крюковым. Результаты экспериментального исследования обработаны автором лично.

1. ОБЗОР ТЕХНОЛОГИИ ЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БАНКА ФИЛЬТРОВ

1.1 Развитие технологии передачи на множестве несущих

Первые упоминания технологии передачи на множестве несущих относятся к 1960-м годам [1], за два десятилетия до внедрения в системы беспроводной связи технологии ортогонального частотного мультиплексирования, известного как OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Чанг [2] в 1966 году впервые предложил использование оконной функции для формирования много-частотного сигнала с перекрывающимся спектром. Зальцберг [3] в 1967 году продолжил работу Чанга, предложив модуляцию сигнала в комплексной форме, которая в настоящее время именуется как квадратурная амплитудная модуляция. Он также показал, что можно устранить межсимвольную и межканальную интерференцию, возникающую в многолучевом канале. Для этого необходимо смещение синфазной составляющей относительно квадратурной на половину длительности символа. В настоящее время такая система носит название OFDM/OQAM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing / Offset Quadrature Amplitude Modulation, ортогональное частотное мультиплексирование / квадратурная амплитудная модуляция со смещением). В том же году вышла в свет работа Циммермана и Кирша [4], в которой они представили описание приемопередатчика под названием KATHRYN. Приемопередатчик генерировал 34 ортогональных подканалов в полосе 3 кГц в аналоговой аппаратной реализации. В 1965 году Кули и Тьюки [5] описали возможность применения алгоритма, существенно ускоряющего расчет дискретного преобразования Фурье. В 1969 году Зальц и Вейнштейн предложили схему формирования сигнала OFDM на основе быстрого преобразования Фурье. В дальнейшем алгоритмы быстрого преобразования Фурье были усовершенствованы и оптимизированы [11-29].

Чанг совместно с Гибби [30] провел анализ предложенной системы Зальцберга в условиях наличия ошибок синхронизации и смещения частоты несущей. В начале 1980-х Хироаки [31] предложил для системы OFDM/OQAM более быструю обработку, заменив N -точечное преобразование Фурье на $N/2$ -точечную, если несущая частота выбрана такой, что отношение $f_1/\Delta f$ равно 0.5, где f_1 – частота первой поднесущей, а Δf – расстояние между поднесущими. Он показал, что реализация его метода на базе DSP (Digital Signal Processor, цифровой сигнальный процессор) дает существенное преимущество перед передачей по одному каналу. Несмотря на множество исследований беспроводной передачи с помощью технологии OFDM впервые она нашла применение в асимметричной цифровой абонентской линии в конце 80-х – начале 90-х [32-41].

Условия многолучевого распространения вызывают в OFDM-сигнале межсимвольную интерференцию, поэтому необходимо использование защитного интервала, который должен быть больше длины импульсной характеристики канала. Защитный интервал в виде циклического префикса впервые предложили в 1980-м году Пелед и Руиз [42]. В 1985-м году Чимини провел анализ устойчивости системы OFDM к быстрым селективным замираниям. В своей работе он отметил, что использование эквалайзера позволяет в канале Релея достичь такой же вероятности битовой ошибки, что и в канале с аддитивным белым гауссовским шумом, или АБГШ.

В настоящее время технология OFDM используется во многих стандартах проводной связи (ADSL, VDSL, PLC и др.). Однако еще большее применение она нашла в беспроводных системах связи. Данная технология лежит в основе таких стандартов беспроводной связи как IEEE 802.11, LTE[43-62] и WIMAX[63-67], а также широко используется в цифровом телевидении (DVB-H, DVB-T2, ISDB-T и др.).

1.2 Основы ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров

FBMC (Filter Bank Multicarrier) – это метод передачи на множестве поднесущих с использованием гребенчатого фильтра для формирования сигнала с низким внеполосным излучением. Реализация такой структуры передатчика сложнее базовых систем OFDM, однако быстрое развитие цифровой обработки сигналов, в частности, полифазной фильтрации, дает возможность реализации такой системы связи в ближайшем будущем.

Применение банка фильтров в системе связи, основанной на OFDM, имеет не только преимущества, но и свои недостатки. Ключевым отличием таких систем является отсутствие циклического префикса, что позволяет увеличить спектральную эффективность. При этом уменьшается не только внеполосное излучение, но и влияние каналов друг на друга благодаря низкому уровню боковых лепестков АЧХ (амплитудно-частотной характеристики) фильтра. Системы FBMC классифицируют следующим образом [12-14]:

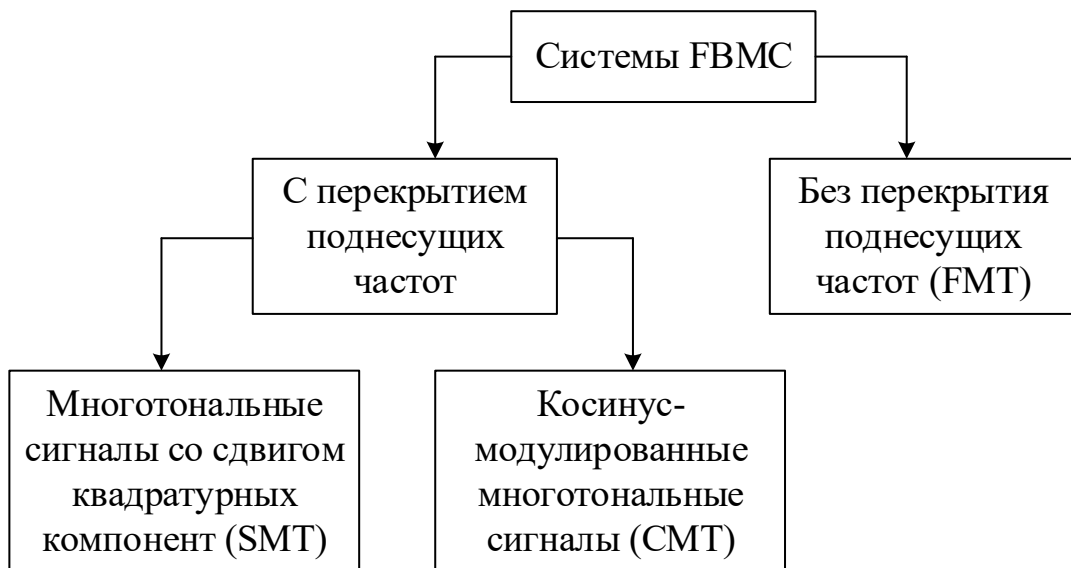


Рисунок 1.1. Классификация систем FBMC.

Система FMT (FBMC/Filtered Multi-Tone, FBMC/многочастотный фильтрованный сигнал), также известная как «Частично-разнесенное множество под-

несущих», «передискретизированное OFDM» или «передискретизированная модуляция с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ)», обычно имеет меньшую спектральную эффективность, чем системы с перекрытием поднесущих частот. Ключевым отличием данных систем от OFDM является увеличенный частотный разнос между поднесущими. Это в свою очередь дает возможность применять формирующие фильтры с малым боковыми лепестками АЧХ, тем самым снижая уровень внеполосного излучения. Вследствие отсутствия перекрытия соседних поднесущих, системы FBMC/FMT сохраняют такую же ортогональность, как и CP-OFDM, при этом обеспечивая преимущества оптимизированного формирования поднесущих за счет повышенной сложности обработки.

В отличие от FMT, системы CMT (Cosine-Modulated Multi-Tone) имеют перекрывающиеся поднесущие, при этом используется формирующий фильтр в виде приподнятого косинуса. В таких системах невозможно передавать комплексные символы, однако данный недостаток компенсируется более плотным расположением поднесущих. К тому же они обеспечивают более высокую спектральную эффективность, чем FMT. Авторы работы [15] предложили метод формирования многочастотного сигнала с удвоенным количеством поднесущих по сравнению с OFDM. Подобные системы разрабатывались для внедрения в DSL [16].

Следующая схема, называемая FBMC-Offset, более известная как FBMC-OQAM (Filter Bank Multicarrier / Offset Quadrature Amplitude Modulation, частотное мультиплексирование с использованием банка фильтров / квадратурная амплитудная модуляция со смещением) или SMT (Staggered Multi-Tone, многотональные сигналы со сдвигом квадратурных компонент), позволяет достичь более высокую спектральную эффективность чем ортогональное частотное мультиплексирование с использованием циклического префикса (Cyclic Prefix Orthogonal Frequency Division Multiplexing, CP-OFDM). Такая схема обеспечивает

наибольшее затухание для фиксированной длины фильтра и количества поднесущих. Также явным достоинством данной схемы является устойчивость к каналу с частотно-временным рассеянием и более низкие требования к синхронизации при правильном выборе фильтра-прототипа.

CP-OFDM обладает следующими свойствами:

- 1) Сохраняется ортогональность поднесущих;
- 2) Прямоугольное окно дает высокий уровень боковых лепестков в спектре;
- 3) Наличие циклического префикса делает невозможным достижение максимальной спектральной эффективности.

Вторая особенность относится ко всем системам CP-OFDM (включая используемую систему четвертого поколения мобильной связи LTE-A (Long Term Evolution Advanced) с высоким внеполосным излучением (из-за чего увеличиваются защитные интервалы в частотной области) и плохой устойчивостью к смещению Доплера. Другие недостатки можно обнаружить в неэффективном использовании ресурсов спектра.

В отличие от CP-OFDM системы FBMC с перекрытием имеют следующие особенности:

- 1) Смягчается реальная зона ортогональности;
- 2) Снижается внеполосное излучение (в зависимости от фильтра и коэффициента перекрытия);
- 3) Достигается максимальная спектральная эффективность.

Что касается метода FBMC/FMT, то его особенности заключаются в следующем:

- 1) Не нарушается ортогональность в целом;
- 2) Поднесущие лучше локализованы в спектрально-временном поле по сравнению с OFDM (в зависимости от фильтра);
- 3) Достигается спектральная эффективность, близкая к максимальной.

Перечисленные выше преимущества методов FBMC привлекают внимание исследователей. При этом большое количество работ последних лет посвящено системе FBMC/OQAM.

Системы FBMC обладают очень низким внеполосным излучением в цифровой полосе благодаря фильтрации, однако нелинейности в цепях ВЧ (высоко-частотного) тракта могут вызывать искажения спектра на высоких частотах. Если искажения можно устранить, FBMC/OQAM обеспечивает более эффективное использование ресурсов спектра путем развертывания узких защитных интервалов и улучшенную совместимость с другими системами. Более того, выбор оптимального фильтра-прототипа тесно связан с другими параметрами передатчика (синхронизация, оценка канала, эквалайзинг и MIMO) и другими аспектами (требования к совместимости системы, допустимая задержка).

В настоящее время существуют два основных направления исследований в области FBMC/OQAM: разработка эффективной покадровой передачи перекрывающихся во времени символов и снижение внеполосного излучения. Требования первого направления можно сформулировать следующим образом: для лучшей локализации сигнала во временной и частотной области система должна быть устойчива к каналу распространения радиоволн с частотно-временным рассеянием, ухудшению синхронизации или качества оценки канала, а также к фазовому шуму и смещению частоты несущей. Второе направление связано с исследованием способов снижения внеполосного излучения с целью повышения спектральной эффективности.

1.3 Проект PHYDYAS

За последние годы большой вклад в развитие технологии FBMC внес проект PHYDYAS, который показал хорошие результаты по следующим направлениям:

Быстро масштабируемая синхронизация и инициализация с одной антенной;

- Обработка на передаче и приеме (с одной или несколькими антеннами);
- Оптимизация фильтра;
- Динамический доступ и межуровневые аспекты;
- Обратная совместимость с OFDM (в отдельном случае с WIMAX);
- Спектральный анализ и когнитивное радио.

Для оценки канала проектом был предложен метод, основанный на приближенной модели передачи, в котором интерференция между поднесущими эффективно устраняется с помощью дополнительным пилотных символов. Позже эффективность метода была повышена, но только для канала без частотно-селективных замираний. Поэтому методы оценки требуют дальнейшего исследования и развития.

Для FBMC должны быть разработаны эффективные методы синхронизации. В литературе предлагается использование нескольких алгоритмов слепой синхронизации с использованием циклостационарных FBMC-сигналов. Однако применение данных алгоритмов имеют ограничения вследствие низкой сходимости. Была предложена приблизительная оценка методом максимального правдоподобия, затем идея была расширена для случая со смещением частоты несущей и ошибками при дискретизации. Также был предложен метод на основе обучающейся последовательности. Было показано, что FMT требует большую избыточность и большую длину обучающей последовательности, чем SMT. Для канала с плоскими замираниями был разработан метод устранения смещения несущей частоты, затем метод был оптимизирован для многолучевого канала. Оценка эффективности FBMC в присутствии фазового шума изложена в [17]. Проблемы прекодирования и эквалайзинга в FBMC/OQAM лежат в наличии интерференции между поднесущими. Были разработаны схемы кодирования, способные подавлять межсимвольную и межканальную интерференцию в многоантенных системах OFDM (MIMO-OFDM, Multiple-Input, Multiple-Output Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, ортогональное частотное мультиплексирование с пространственным кодированием). В работе [18] было показано, что кодирующая

матрица может быть сгенерирована методом ZF (Zero-Forcing, метод зануления) или методом минимума среднеквадратичной ошибки. В [19] представлены методы борьбы с интерференцией, основанные на кодировании Аламоути и функции максимального правдоподобия.

Эффективный передатчик FBMC может быть реализован с помощью операции быстрого преобразования Фурье (БПФ) и полифазного фильтра. В передатчике FBMC/OQAM используется пара гребенчатых фильтров (для разложения и синтеза сигнала) для формирования каждой отдельной поднесущей. Достоинства такой системы по сравнению с CP-OFDM – низкий уровень боковых лепестков каждой поднесущей и устойчивость к смещению Доплера и ошибкам синхронизации. Кроме того, это позволяет управлять формой сигнала при необходимости. Проект PHYDYAS также предложил решения следующих вопросов:

- 1) Проблема переходных зон в начале и конце символа;
- 2) Разработка гибких фильтров для различных условий в канале;
- 3) Прекодирование MIMO.

Сигнал OFDM/OQAM имеет избыточность из-за переходного времени в начале и конце передачи. Избыточность равна длине фильтра, который для приемлемой межсимвольной интерференции должен занимать по крайней мере $4T$, где T – длительность символа. Для решения этой проблемы проект предложил метод, называемый «взвешенной циклической сверткой»

В отличие от обычной OQAM модуляции, в которой выполняется линейная свертка фильтром на каждой поднесущей, в передатчике модулируется блок данных из N символов, где данные повторяются, и весовые коэффициенты подобраны таким образом, чтобы сигнал на выходе был периодическим. Из-за периодичности и специальной структуры выходной сигнал можно восстановить с помощью части сигнала длиной $NT/2$. Таким образом, достаточно передавать часть сигнала без переходных зон. Это может быть реализовано путем передачи данных с помощью простого OQAM модулятора.

На приемной стороне может быть реализован следующий метод: принятый сигнал подается на модуль, который выполняет обратную операцию, затем сигнал с выхода может подаваться на простой OFDM/OQAM модулятор.

1.4 Модуляция множества несущих с применением быстрого преобразования Фурье

Обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ) может служить в качестве модулятора с множеством несущих, при этом демодулятором служит прямое быстрое преобразование Фурье (БПФ). Такая система передачи в общем виде представлена на рисунке 1.2.

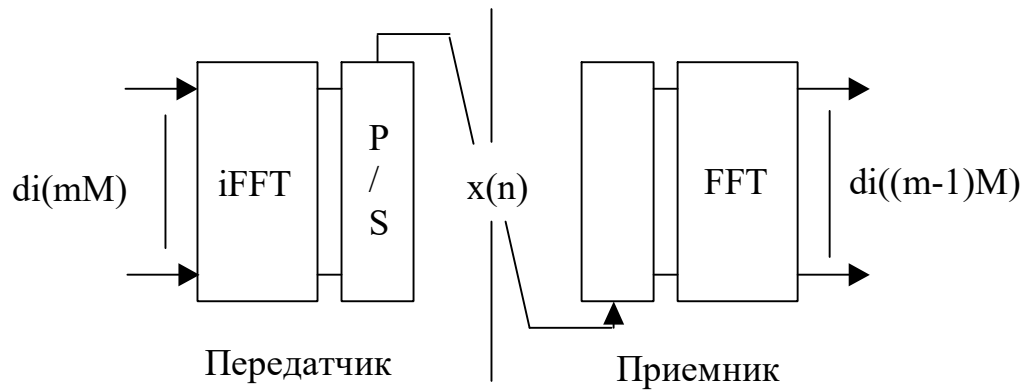


Рисунок 1.2 – Использование ОБПФ и БПФ в системе передачи.

Как видно из рисунка, операции ОБПФ и БПФ являются каскадными. Размерность БПФ равна M , то есть на вход ОБПФ подается M данных, $d_i(mM)$, где $0 \leq i \leq M-1$. Выход ОБПФ будет описываться следующим образом:

$$x(n) = \sum_{i=0}^{M-1} d_i(mM) e^{j2\pi \frac{i(n-mM)}{M}},$$

где $mM \leq n \leq (m+1)M$. Полученный набор из M отсчетов называется символом с множеством поднесущих, а m – индекс символа. Для передачи в канал на выходе ОБПФ используется преобразователь параллельного кода в последовательный. Частота дискретизации в данном примере равна единице, расстояние между M несущими равно $1/M$. Длительность символа T обратно пропорцио-

нальна расстоянию между несущими, т.е. $T = M$. Таким образом, символы не перекрываются во временной области. На рисунке можно заметить, что сигнал на выходе БПФ задерживается относительно сигнала на выходе ОБПФ на длительность символа.

Как показано на рисунке 1.3 для $i = 2$ и $d_2(mM) = \pm 1$ переданный сигнал $x(n)$ является синусоидальным, и длительность T содержит $i = 2$ периода. Аналогично, $d_i(mM)$ содержит i периодов синусоидального сигнала. В целом, передаваемый сигнал представляет собой совокупность синусоидальных волн таким образом, что длительность символа содержит целое число периодов. Это условие для восстановления данных, или условие ортогональности.

На приемной стороне на входе БПФ должен быть преобразователь последовательного кода в параллельный. Сигнал на его выходе имеет следующую форму:

$$d_i(mM) = \frac{1}{M} \sum_{n=mM}^{mM+M-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{i(n-mM)}{M}}. \quad (1.1)$$

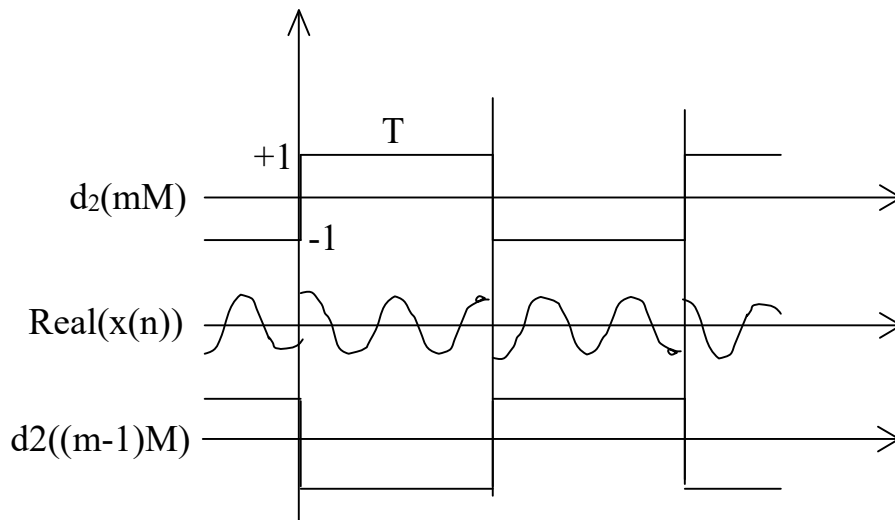


Рисунок 1.3 – Модуляция символов на несущей.

Для правильной работы такой системы приемник должен быть точно синхронизирован с передатчиком. При наличии в канале распространения эффекта

многолучевости принятые символы будут перекрываться по времени, межсимвольная интерференция приведет к нарушению ортогональности. В данном случае может быть два решения:

1) Повышение длительности символа до защитного интервала, превышающего длину импульсной характеристики канала, и использование демодулятора в виде БПФ. Такое решение является классическим для систем OFDM. При этом к символу добавляется защитный интервал в виде копии части этого же символа (циклического префикса).

2) Сохранение длительности символа с добавлением дополнительной обработки к БПФ. Данное решение предлагают системы FBMC, а в качестве дополнительной обработки используется гребенчатый фильтр.

1.5 Эффект фильтрации БПФ

Предположим, что быстрое преобразование Фурье работает со скоростью последовательно передаваемых отсчетов. Зависимость входа и выхода БПФ выражается следующей формулой:

$$y_0(n) = \frac{1}{M} [x(n-M) + \dots + x(n-1)] = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M x(n-i). \quad (1.2)$$

Это уравнение низкочастотного КИХ-фильтра с линейной фазо-частотной характеристикой (ФЧХ) с M коэффициентами, равными $1/M$. Без учета постоянной задержки частотная характеристика описывается следующим образом:

$$I(f) = \frac{\sin \pi f M}{M \sin \pi f}. \quad (1.3)$$

Это показано на рисунке 1.3, где единица по оси частот равняется $1/M$.

Выход БПФ с индексом k выражается следующей формулой:

$$y_k(n) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} x(n-M+i) e^{\frac{-j2\pi ki}{M}}. \quad (1.4)$$

Заменив i на $M-i$, запишем

$$y_k(n) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M x(n-i) e^{\frac{-j2\pi ki}{M}}. \quad (1.5)$$

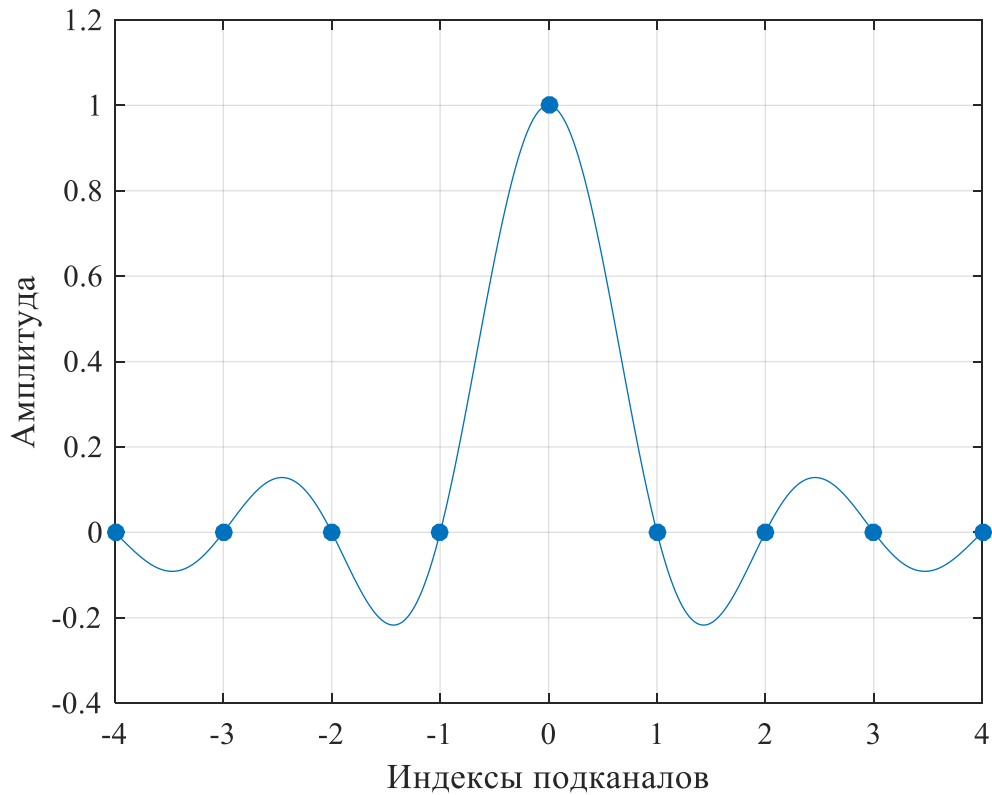


Рисунок 1.4 – Частотная характеристика ФНЧ-прототипа при использовании БПФ

Коэффициенты фильтра умножаются на $e^{\frac{-j2\pi ki}{M}}$, что соответствует сдвигу по частоте на k/M от нулевого подканала. Когда просчитываются все входные отсчеты, на выходе получается банк из M фильтров, как показано на рисунке 1.5, где размерность по частоте соответствует расстоянию между поднесущими, или $1/M$. Условие ортогональности проявляется в точках пересечения нуля следующим образом: на частотах, кратных $1/M$, только один фильтр имеет ненулевую частотную характеристику.

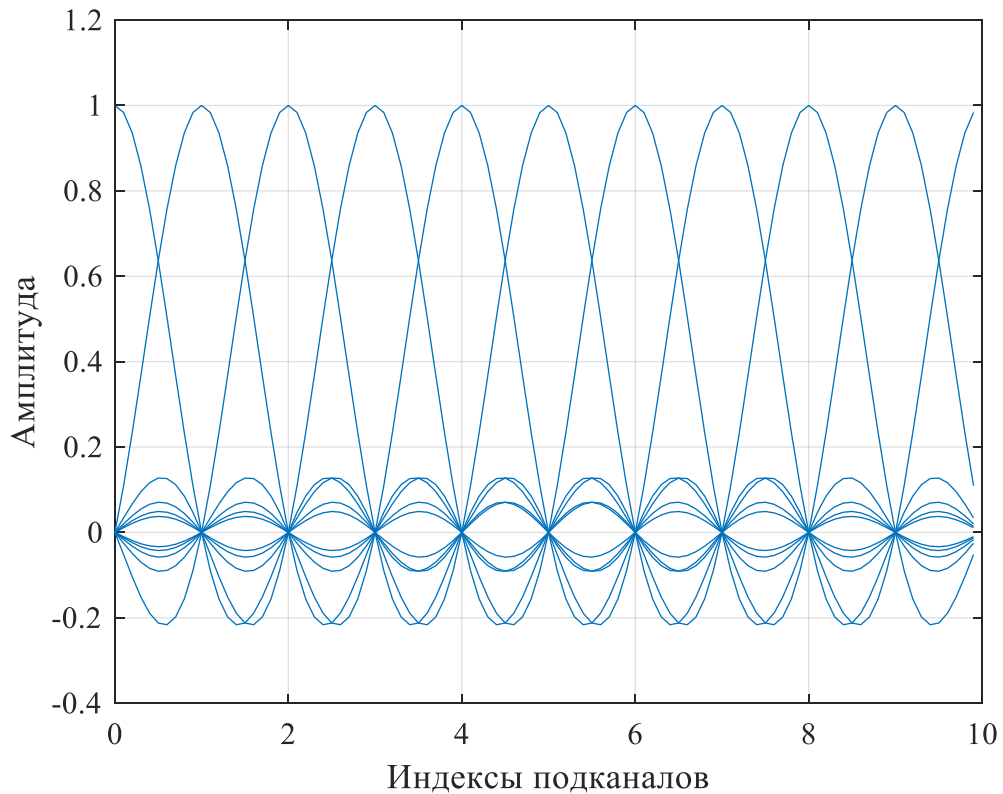


Рисунок 1.5 – Банк фильтров, полученный с помощью БПФ.

КИХ фильтр может быть определен коэффициентами во временной или частотной области. Эти две формы эквивалентны и связаны операцией дискретного преобразования Фурье. Результат ДПФ импульсной характеристики первого фильтра в банке содержит один импульс, как показано на рисунке 1.6.

В терминологии банка фильтров первый фильтр, который соответствует нулевой частоте, называют фильтром-прототипом, так как другие выводятся из него сдвигом по частоте. Для уменьшения неравномерности необходимо увеличить количество отсчетов во временной области. При этом длина импульсной характеристики фильтра будет превышать период символа T . В частотной области это приведет к появлению между коэффициентами дополнительных отсчетов, что соответствует передискретизации в целое число раз.

Фильтр-прототип характеризуется фактором перекрытия, который показывает отношение длины импульсной характеристики к периоду символа. Данный коэффициент влияет на количество символов, перекрывающихся во временной

области. В частотной области этот коэффициент определяет количество отсчетов, добавленных между отсчетами ДПФ.

1.6 Фильтр-прототип

Для минимизации межсимвольной интерференции проект PHYDYAS предложил использование фильтра Найквиста. Соответственно, к фильтру предъявляются следующие требования: импульсная характеристика фильтра должна пересекать ноль через каждое целое число периодов символа. В частотной области характеристика должна быть симметричной относительно частоты среза, равной половине скорости передачи символов. При разработке фильтра эти условия должны быть учтены. При этом чаще всего фильтр Найквиста делится на две части: на приемнике и передатчике[44-46]. Частотные коэффициенты фильтра Найквиста для $K = 2, 3$ и 4 представлены в таблице 1.1.

Таблица 1.1

K	H_0	H_1	H_2	H_3	σ^2 (дБ)
2	1	$\sqrt{2}/2$			-35
3	1	0.911438	0.411438		-44
4	1	0.971960	$\sqrt{2}/2$	0.235147	-65

В частотной области характеристика фильтра состоит из $2K-1$ импульсов, как показано на рисунке 1.6 для $K = 4$. Непрерывная характеристика получается с помощью интерполяции:

$$H(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} H_k \frac{\sin\left(\pi\left(f - \frac{k}{MK}\right)MK\right)}{MK \sin\left(\pi\left(f - \frac{k}{MK}\right)\right)}. \quad (1.6)$$

Таким образом, получается фильтр с высокой избирательностью.

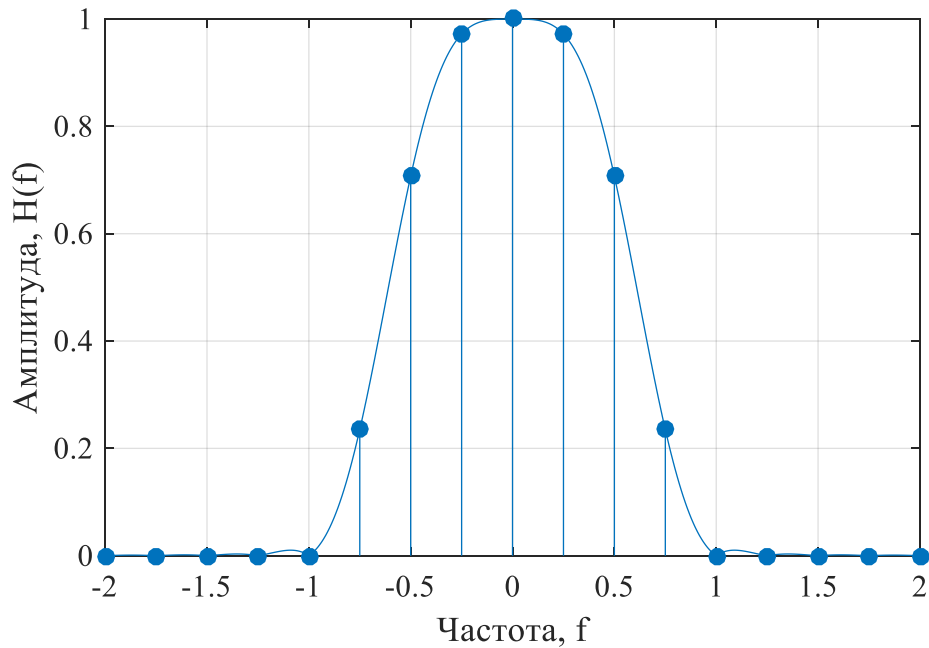


Рисунок 1.6 – Частотная характеристика фильтра PHYDYAS

Импульсная характеристика фильтра определяется обратным преобразованием Фурье от частотной характеристики:

$$h(t) = 1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} H_k \cos\left(2\pi\left(\frac{kt}{KT}\right)\right). \quad (1.7)$$

На рисунке 1.7 изображена импульсная характеристика фильтра длиной $L = 4096$, количество подканалов $M = 1024$, коэффициент перекрытия $K = 4$.

После разработки фильтра-прототипа банк фильтром можно получить путем сдвига по частоте с шагом k/M в случае БПФ. Фильтр с индексом k получается умножением коэффициентов фильтра-прототипа на $e^{j2\pi ki/M}$, как упомянуто в разделе 1.5. Часть банка фильтров изображена на рисунке 1.8. Индексы подканалов соответствуют частотной оси, расстояние между поднесущими равно единице. Подканалы с четными индексами не перекрывают друг друга. Каждый конкретный канал перекрывается только двумя соседними.

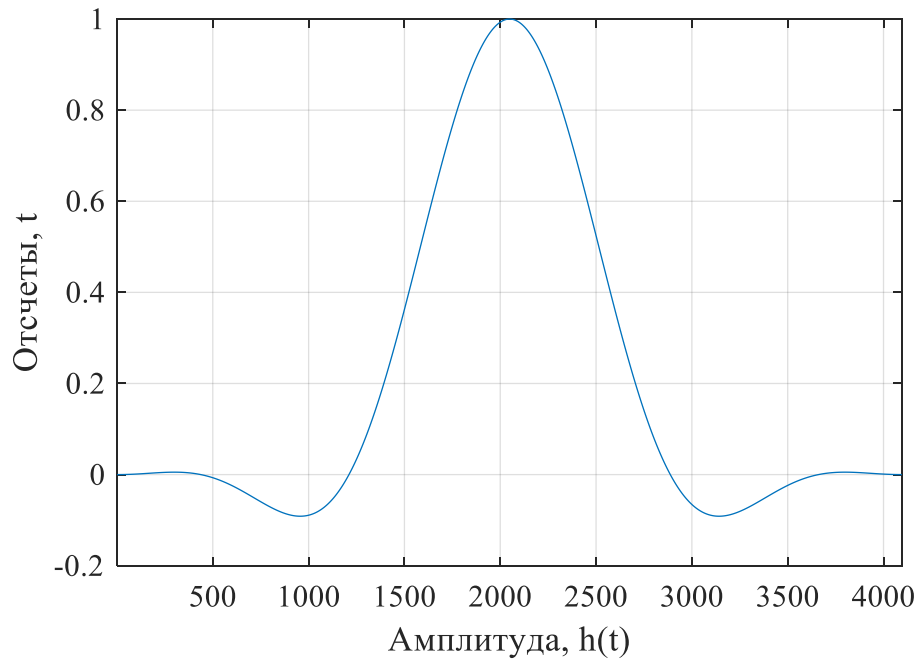


Рисунок 1.7 – Импульсная характеристика фильтра PHYDYAS

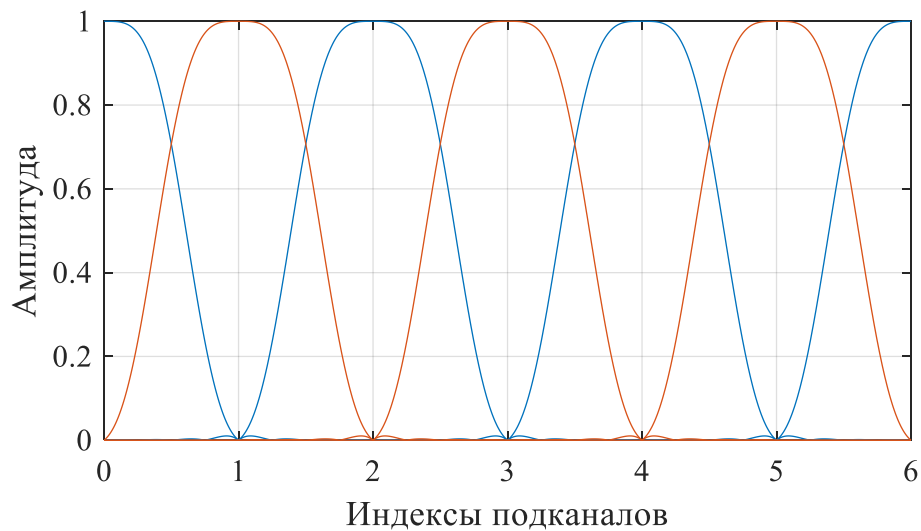


Рисунок 1.8 – Перекрытие подканалов

Как показано на рисунке 1.8, АЧХ фильтра каждого подканала перекрывается с фильтром соседних подканалов. С учетом частотных коэффициентов двух соседних подканалов, под перекрытие попадают $K-1$ коэффициентов, а коэффициент наложения при этом равняется

$$G_k = H_k H_{K-k}; k=1, \dots, K-1$$

Коэффициенты симметричны, $K=4$:

$$G_1 = 0.228553 = G_3; G_2 = 0.5$$

Как было сказано ранее, характеристику наложения можно рассчитать с помощью формулы

$$G(f) = \sum_{k=1}^3 G_k \frac{\sin\left(\pi\left(f - \frac{k}{MK}\right)MK\right)}{MK \sin\left(\pi\left(f - \frac{k}{MK}\right)\right)}. \quad (1.8)$$

Характеристика коэффициента наложения показана на рисунке 1.9 для $K = 4$. Во временной области она определяется обратным преобразованием Фурье:

$$g(t) = \left[G_2 + 2G_1 \cos\left(2\pi\left(\frac{kt}{KT}\right)\right) \right] e^{j2\pi\frac{t}{2T}}. \quad (1.9)$$

Фактор $e^{j2\pi\frac{t}{2T}} = \cos(\pi t / T) + j \sin(\pi t / T)$ отражает симметричность коэффициентов, поэтому мнимая часть $g(t)$ пересекает нулевую ось в кратных периоду символа точках, в то время как реальная часть пересекает ось в нечетных точках, кратных $T/2$. Нулевые пересечения чередуются, и на этом основывается модуляция OQAM, представленная в разделе 1.9.

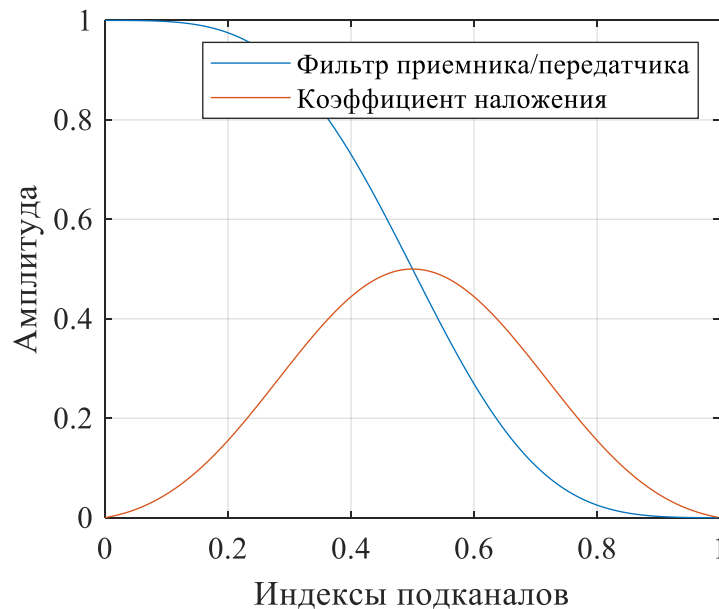


Рисунок 1.9 – Коэффициент наложения при перекрытии соседних подканалов.

В целом, частотные коэффициенты фильтра на передатчике равны квадрату коэффициентов фильтра-прототипа. Соответствующая характеристика определяется следующей формулой:

$$h_2(t) = 1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} H_k^2 \cos\left(2\pi \frac{kt}{KT}\right) \quad (1.10)$$

и

$$H_2(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} H_k^2 \frac{\sin\left(\pi\left(f - \frac{k}{MK}\right)MK\right)}{MK \sin\left(\pi\left(f - \frac{k}{MK}\right)\right)}. \quad (1.11)$$

Частотная характеристика данного фильтра Найквиста показана на рисунке 1.8.

Важным параметром разработки фильтра-прототипа является мощность фонового шума. Она возникает из-за отсутствия ортогональности за пределами соседних подканалов. Для ее измерения нужно загрузить все подканалы, кроме одного, а затем измерить мощность в ненагруженном подканале.

1.7 Реализация банка фильтров в частотной области

Для реализации расширенного БПФ и ОБПФ нужно адаптировать схему, изображенную на рисунке 1.1. Пусть данные подаются на вход ОБПФ и модулируется одна несущая. В банке фильтров с фактором перекрытия K модулируются $2K-1$ несущих. Таким образом, банк фильтров в передатчике может быть реализован двумя этапами:

1. Умножение информационных символов $d_i(mM)$, которые подаются на $2K-1$ входов с индексами $(i-1)K+1, \dots, (i+1)K-1$, на частотные коэффициенты фильтра. На практике данные распределяются по нескольким входам ОБПФ, таким образом, происходит расширение спектра с помощью весовых коэффициентов.

2. Выполнение ОБПФ размерностью KM для получения всех необходимых несущих.

Для каждого набора входных данных на выходе ОБПФ имеется KM отсчетов, и поскольку скорость передачи символов равна $1/M$, K последовательных

выходных отсчетов будут перекрываться во временной области. Поэтому сигнал на выходе банка фильтров подвергается операции перекрытия и суммирования, как показано на рисунке 1.10.

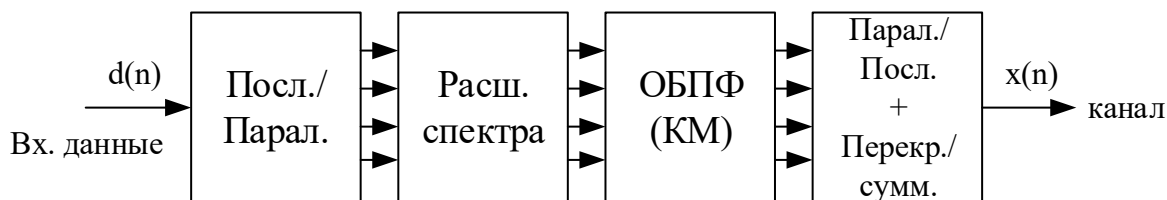


Рисунок 1.10 – Схема фильтрации сигнала в частотной области
Детальная реализация изображена на рисунке 1.11 для $K = 4$.

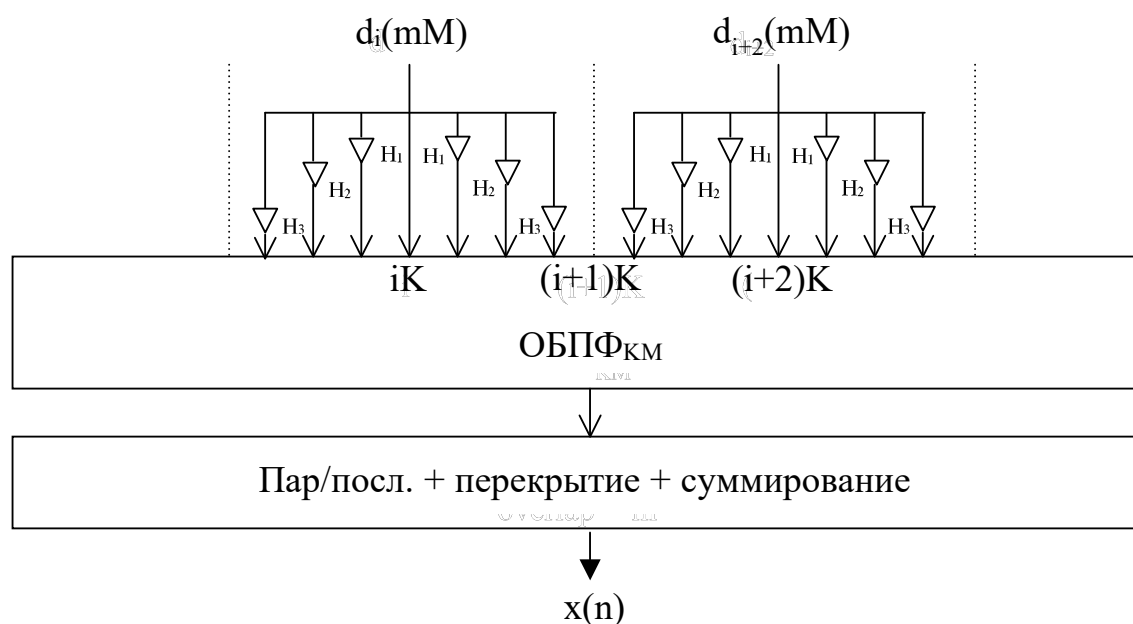


Рисунок 1.11 – Расширение размерности ОБПФ в процессе фильтрации

Как видно на рисунке, подканалы с индексами i и $i+2$ разделены и не перекрываются. Подканал $i+1$ перекрывается двумя соседними. При этом ортогональность обеспечивается использованием реальной части входного символа ОБПФ для i и $i+2$ и мнимой части для $i+1$, либо наоборот.

Реализация приемника основана на расширении БПФ размерностью KM . В данном случае входные блоки БПФ перекрываются. На выходе БПФ данные восстанавливаются с помощью обратной операции, которая изображена на рисунке 1.12. На самом деле, восстановление данных опирается на следующее свойство частотных коэффициентов фильтра Найквиста:

$$\frac{1}{K} \sum_{k=-K+1}^{K-1} |H_k|^2 = 1. \quad (1.12)$$

При подключении передатчика и приемника задержка системы равна KM переданным отсчетам, или K символам. Замечательным свойством данной схемы является простота: это та же схема из рисунка 1, дополненная операциями до ОБПФ и после БПФ. Ключевым отличием является вычислительная сложность из-за размерности БПФ, которая увеличивается от M до KM . Снижение вычислительной сложности является одним из важнейших вопросов.

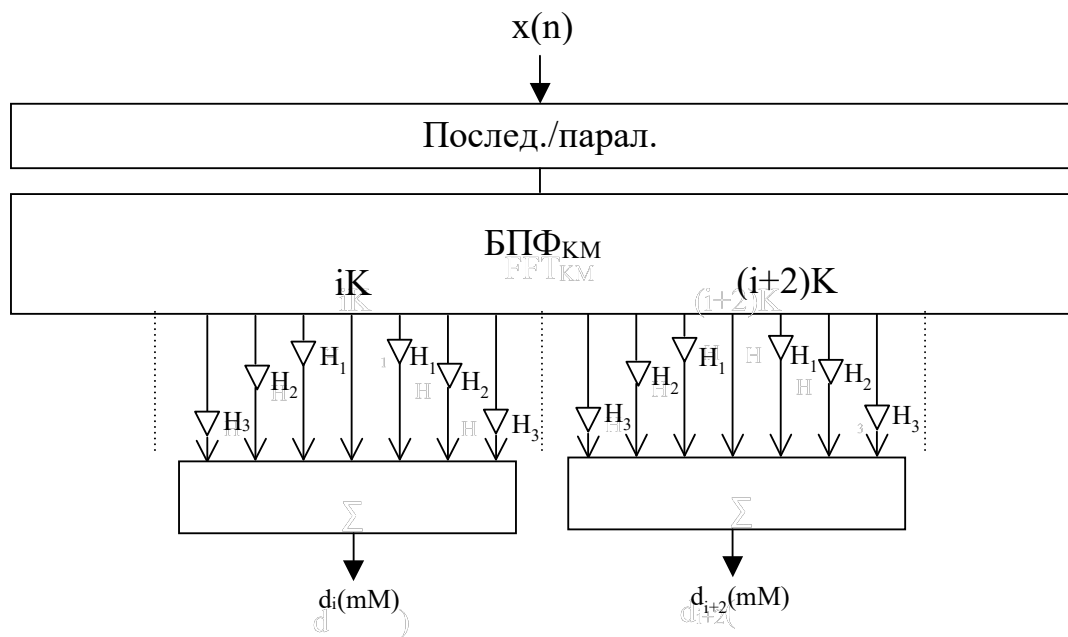


Рисунок 1.12 – Операция распределения данных по подканалам.

1.8 Полифазная реализация фильтра

Во временной области фильтр-прототип определяется набором коэффициентов, и отношение выходного и входного сигнала записывается в виде

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i x(n-i). \quad (1.13)$$

Импульсная характеристика фильтра содержит последовательность коэффициентов h_i ($0 \leq i \leq L-1$) и частотная характеристика имеет вид

$$H(f) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{-j2\pi i f}, \quad (1.14)$$

где частота дискретизации равна единице.

Фильтр имеет линейную фазовую частотную характеристику, если коэффициенты симметричны. В этом случае

$$\tau = \frac{L-1}{2}. \quad (1.15)$$

В цифровой обработке сигналов, в частности, в цифровой фильтрации, для представления частотной характеристики принято использовать Z-преобразование:

$$H(Z) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i Z^{-i}. \quad (1.16)$$

Частотная характеристика фильтра ограничена Z-преобразованием единичной окружности $Z = e^{j2\pi f}$.

Если предположить, что длина фильтра зависит от двух параметров (K и M), последовательность коэффициентов фильтра может быть разложена на M перемеженных последовательностей из K коэффициентов, и функция Z-преобразования может быть записана в виде двойной суммы

$$H(Z) = \sum_{p=0}^{M-1} H_p(Z^{-p}) \quad (1.17)$$

и

$$H_p(Z^M) = \sum_{k=0}^{K-1} h_{kM+p} z^{-kM}. \quad (1.18)$$

Каждый отдельный элемент имеет частотную характеристику фазовращателя, отсюда и название – полифазное разложение [70-72].

Гребенчатый фильтр получается путем сдвига фильтра-прототипа по оси частот, поэтому можно вывести общую функцию Z-преобразования. Сдвиг частотной характеристики $H(f)$ по оси частот позволяет записать следующее:

$$B_1(f) = H\left(f - \frac{1}{M}\right) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{-j2\pi i (f-1/M)}. \quad (1.19)$$

В соответствии с функцией Z-преобразования

$$B_1(Z) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{-j2\pi i(f-1/M)} Z^{-i}, \quad (1.20)$$

и полифазное разложение выражается формулой

$$B_1(Z) = \sum_{p=0}^{M-1} e^{-j\frac{2\pi}{M}p} Z^{-p} H_p(Z^M). \quad (1.21)$$

Функция $H_p(Z^M)$ не зависит от сдвига по частоте. С учетом всех сдвигов получаем уравнение матрицы:

$$\begin{bmatrix} B_1(Z) \\ B_1(Z) \\ \cdot \\ \cdot \\ B_{M-1}(Z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdot & \cdot & 1 \\ 1 & W^{-1} & \cdot & \cdot & W^{-M+1} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 1 & W^{-M+1} & \cdot & \cdot & W^{-(M-1)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_0(Z^M) \\ Z^{-1}H_p(Z^M) \\ \cdot \\ \cdot \\ Z^{-(M-1)}H_p(Z^M) \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

В матрице ОБПФ все фильтры банка содержат одинаковый элемент $H_p(Z^M)$. Выходной сигнал с каждого гребенчатого фильтра поступает на сумматор. Обработка, связанная с элементами фильтра, может быть проведена после суммирования, которое выполняется в дискретном ОБПФ. В общем, структура гребенчатого фильтра на передатчике выглядит следующим образом:

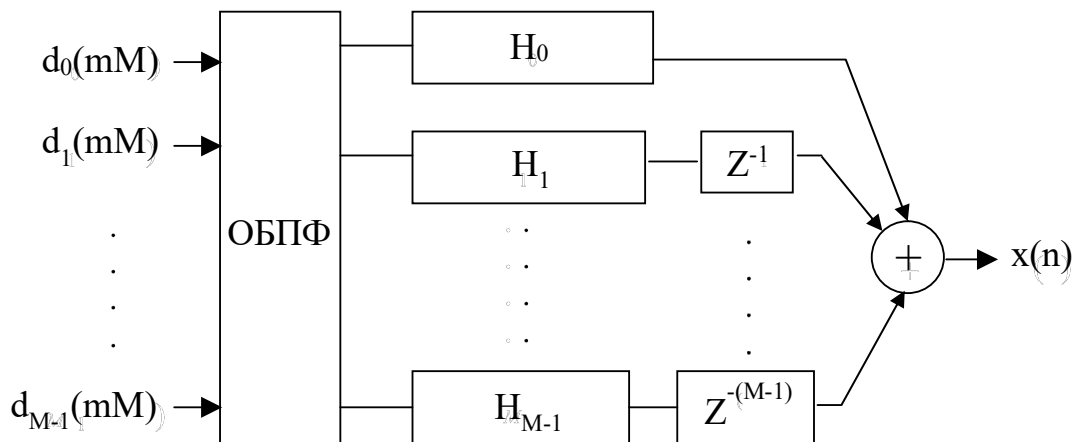


Рисунок 1.13 – Структура фильтра на передатчике.

На приемнике применяется такая же схема. Отличие состоит в том, что сдвиг по частоте осуществляется на $-1/M$, а ОБПФ заменяется на БПФ. На самом деле для каждого подканала сигнал сдвигается по частоте и фильтруется. Фильтрующие элементы одинаковы для всех фильтров в банке, и, так как выходной сигнал является суммой всех сигналов в подканалах, их обработка может быть общей, а разделение происходит после обработки с помощью БПФ.

Блок-схема передачи данных показана на рисунке 1.14. На практике размерность ДПФ равна степени двойки, поэтому реализуется алгоритм быстрого преобразования Фурье. Разница между схемой на рисунке 1 состоит только в наличии блока PPN (Polyphase Network, полифазная цепь) на приемнике и передатчике. Задержка сигнала равна KT , где T – период символа.

Что касается сложности, в каждой секции выполняется K операций умножений, как показано на рисунке 1.16 для $K = 4$, а в целом полифазный фильтр содержит KM умножений, что меньше, чем ОБПФ при больших значениях M .

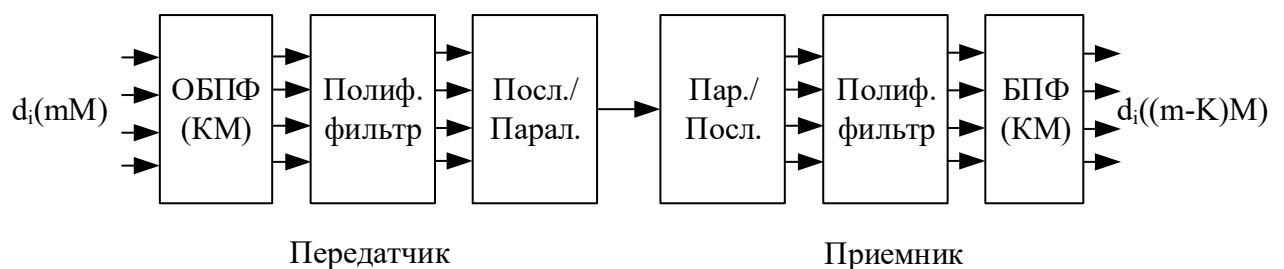


Рисунок 1.14 – Блок-схема передачи данных.

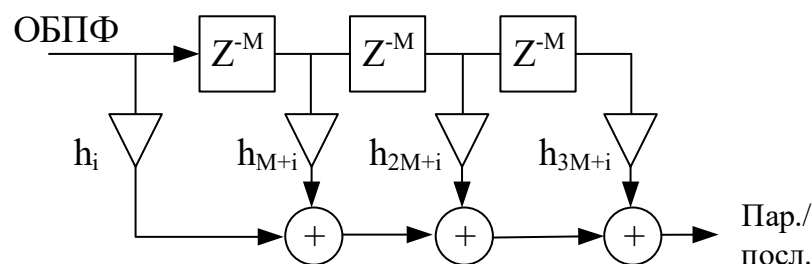


Рисунок 1.15 – Полифазная структура фильтра.

Передатчик может генерировать реальную последовательность со схожей вычислительной сложностью. Размер ОБПФ удваивается, каждый элемент данных $d_i(mM)$ поступает на два симметричных выхода. Так как сигнал на выходе ОБПФ и коэффициенты фильтра реальны, сигнал на выходе передатчика тоже

является реальным. Приемник может обрабатывать реальный сигнал по такому же принципу.

1.8.1 Оценка вычислительной сложности алгоритма фильтрации с применением полифазной структуры

Полифазная структура фильтра представляет из себя K ветвей по M коэффициентов в каждой, поэтому для обработки одного символа необходимо выполнить $K \cdot M$ операций умножения. Затем выполняется поэлементное суммирование K векторов длиной M , после этого выполняется алгоритм БПФ размерностью M . В свою очередь БПФ требуется $M \log_2(M)$ операций умножения. Поэтому суммарное количество операций умножения для полифазного фильтра составляет

$$D_{PPN_mult} = KM + M \log_2(M). \quad (1.23)$$

При использовании же оконного преобразования Фурье размерность БПФ будет равна $K \cdot M$, а количество операций умножения составит

$$D_{winFFT_mult} = KM + KM \log_2(KM). \quad (1.24)$$

Таким образом, для обработки одного символа длиной $M = 1024$ отсчета при коэффициенте перекрытия $K = 4$

$$D_{PPN_mult} = 4096 + 1024 \log_2(1024) = 14336,$$

$$D_{winFFT_mult} = 4096 + 4096 \log_2(4096) = 53248.$$

Таблица 1.2 – Сравнение вычислительной сложности алгоритмов оконного БПФ и полифазной реализации фильтра с БПФ.

	Количество операций сложения	Количество операций умножения
Оконное преобразование Фурье	-	53248
Полифазная структура	3072	14336

Полифазная структура фильтра требует незначительное количество операций сложения и снижает количество операций умножения в 3.71 раз, что является существенным преимуществом перед стандартным оконным преобразованием Фурье.

1.9 Модуляция OQAM

В системе FBMC может использоваться любой вид модуляции. Например, если используются подканалы с четным (нечетным) индексом, перекрытие отсутствует, и можно применить QAM модуляцию. Однако для увеличения скорости передачи необходимо использовать все подканалы, и в этом случае требуется модуляция, способная работать в условиях перекрытия соседних подканалов в частотной области.

В разделе 1.5 и 1.6 были указаны два важных аспекта передачи:

1) Вследствие перекрытия соседних подканалов необходимо сохранение ортогональности. Это достигается за счет использования действительной части входов ОБПФ с четным индексом и мнимой части входов ОБПФ с нечетным индексом. Но при этом мощность уменьшается в два раза. Она восстанавливается вторым аспектом.

2) Благодаря симметрии и идентичности фильтров передатчика и приемника мнимая часть импульсной характеристики фильтра пересекает временную ось в точках, кратных целому периоду символа, а действительная часть – в нечетных точках, кратных половине периода символа. Пересечение временной оси чередуется, как описано в главе 2.

Стратегия достижения полной скорости заключается в следующем: увеличить скорость передачи символов в два раза, и в качестве альтернативы использовать реальную и мнимую часть ОБПФ. Таким образом, реальная и мнимая часть комплексного символа данных не передаются одновременно, мнимая часть задерживается на половину длительности символа.

В таблице 1.3 приведен фрагмент функции неопределенности фильтра-прототипа с коэффициентом перекрытия $K = 4$. Единица времени обратно пропорциональна интервалу между подканалами, то есть $T/2$. Следует отметить, что подканалы с индексом « i » все члены реальны. В подканалах « $i-1$ » и « $i+1$ » действительные и мнимые части чередуются, члены, которые синхронны с опорным членом « 1 », действительны. Таким образом, из таблицы видно, что

- данные могут быть переданы реальной частью подканала i через один подканал;
- данные могут быть переданы мнимой частью подканала i со сдвигом на один подканал относительно реальной части;
- такая же схема может применяться для передачи в соседних подканалах $i+1$ и $i-1$, попеременно меняя местами реальную и мнимую часть.

В результате получится шахматный порядок распределения данных. Это так называемая квадратурно-амплитудная модуляция со смещением (offset QAM, OQAM). Термин «offset» (смещение, сдвиг) указывает на временной сдвиг на половину величины, обратно пропорциональной расстоянию между подканалами, между реальной и мнимой частью комплексного символа. Этот тип модуляции используется в системах с одной несущей для снижения пик-фактора. В данном контексте с множеством несущих пропускная способность системы сохраняется такой же, как и в QAM в системах с OFDM, но без защитного интервала.

Таблица 1.3 – Функция неопределенности фильтра PHYDYAS.

	-3	-2	-1	$0(n_p)$	+1	+2	+3
-2	0,0006	-0,0001	0	0	0	-0,0001	0,0006
-1	0,0429i	-0,1250	0,2058i	0,2393	-0,2058i	-0,1250	-0,0429i
$0(m_p)$	-0,0668	0,0002	0,5644	1	0,5644	0,0002	-0,0668
+1	-0,0429i	-0,1250	-0,2058i	0,2393	0,2058i	-0,1250	0,0429i
+2	0,0006	-0,0001	0	0	0	-0,0001	0,0006

Что касается реализации, можно использовать подход расширения размерности БПФ, описанного в разделе 1.7. Скорость передачи удваивается, и в передатчике последовательные блоки из M выходных отсчетов перекрываются и к ним добавляются $M/2$ отсчетов. В приемнике окно БПФ скользит по $M/2$ точкам вместо M .

В подходе PPN-FFT в передатчике необходимо два канала, либо работающих на удвоенной скорости блок ОБПФ и два устройства PPN. Как было сказано ранее, блок выходных M точек на выходе PPN1 и PPN2 перекрываются на $M/2$, как показано на рисунке.

Следует подчеркнуть один из важнейших аспектов модуляции OQAM, так как он повлияет на функциональность системы передачи, а также особенности применения MIMO. Рассмотрим выходной сигнал БПФ в приемнике. По обозначениям таблицы 1.3 сигнал $y_i(t)$ выходящий из подканала i в момент времени p содержит полезный элемент данных в реальной или мнимой части, а другая часть является результатом межсимвольной интерференции, определяемый функцией неопределенности из таблицы 1.3. Предположим, что данные расположены в реальной части. Тогда можно записать выражение

$$y_i(p) = d_i(p) + ju_i(p),$$

Где $d_i(p)$ – это искомый элемент данных, а $u_i(p)$ – отсчет помехи, выражаемый через коэффициенты импульсной характеристики и соседним элементом данных:

$$u_i(p) = \sum_{l=-1}^1 \sum_{k=1(2k-1)}^{2K-1} c_{lk} d_{i+l}(p-k); \quad k, l \neq 0. \quad (1.25)$$

Коэффициенты c_{lk} имеют следующее свойство:

$$\sum_{l=-1}^1 \sum_{k=1(2k-1)}^{2K-1} |c_{lk}| = 1; \quad k, l \neq 0. \quad (1.26)$$

Поэтому мощность помехи, возникающей вследствие межсимвольной интерференции, равна мощности элементов данных.

Выводы

1. Метод ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) предлагает универсальное решение для систем связи с множеством несущих с помощью быстрого преобразования Фурье. Технология FBMC/OQAM тоже предполагает формирование сигнала с множеством несущих, и в ее основе также лежит алгоритм быстрого преобразования Фурье. В диссертации приведен сравнительный анализ двух данных систем.

2. На развитие FBMC/OQAM значительно повлиял проект PHYDYAS. Авторами проекта продемонстрировано получение банка фильтров с помощью ФНЧ-прототипа. Данный фильтр разработан с учетом критерия Найквиста, поэтому он применим в случае согласованной фильтрации на передающей и приемной сторонах.

3. Подход на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье позволяет получить банк фильтров как в частотной, так и во временной областях. При этом фильтрация в частотной области требует больших вычислительных затрат, так как размерность преобразования Фурье возрастает в K раз, где K – коэффициент перекрытия. Чем большее значение принимает данный коэффициент, тем более низкий уровень внеполосного излучения может быть достигнут. В данной диссертационной работе применяется алгоритм полифазной фильтрации, работающий во временной области. При длине символа 1024 отсчета и коэффициенте перекрытия 4 полифазная реализация фильтра способна снизить вычислительные затраты в 3.7 раз по сравнению со стандартным алгоритмом оконного преобразования Фурье.

2. ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛА FBMC/OQAM

2.1 Модель сигнала FBMC/OQAM

В соответствии с алгоритмом IOTA (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm, Алгоритм изотропного ортогонального преобразования) [86], низкочастотный эквивалент передаваемого сигнала FBMC/OQAM выражается следующим образом:

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{m,n} i^{m+n} g(t - n\tau_0) e^{j2\pi F_0 t}, \quad (2.1)$$

где $a_{m,n}$ обозначает реальную информационную часть, передаваемую на m -й поднесущей n -го символа OQAM, то есть $a_{m,n}$ имеет действительное реальное значение в любой момент времени n на поднесущей m . M это общее число поднесущих, а g – импульсная характеристика фильтра-прототипа. F_0 – это интервал между поднесущими, при этом $F_0 = 1/T_0 = 1/(2\tau_0)$. T_0 является длительностью символа CP-OFDM, а τ_0 – длительность символа OQAM, или временной сдвиг между двумя частями символа QAM. $g_{m,n}$ определяется путем сдвига импульсной характеристики фильтра-прототипа, которая может быть выражена следующим образом:

$$g_{m,n}(t) = g(t - n\tau_0) e^{j2\pi F_0 t} i^{m+n}. \quad (2.2)$$

Можно переписать уравнение (1):

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{m,n} g_{m,n}(t). \quad (2.3)$$

В OFDM коэффициенты $g_{m,n}$ между разными поднесущими абсолютно ортогональны, в отличие от FBMC/OQAM. Можно получить идеальное восстановление символов, если будет гарантирована ортогональность реальной части $g_{m,n}$:

$$\Re\{g_{m,n} | g_{p,q}\} = \Re\left\{ \int_{-\infty}^{\infty} g_{m,n}(t) g_{p,q}^*(t) dt \right\} = \delta_{m,p} \delta_{n,q}, \quad (2.4)$$

где

$\delta_{m,p} = 1$, если $m = p$

$\delta_{m,p} = 0$, если $m \neq p$.

Согласно FBMC/OQAM, символы с разными индексами (m, n) имеют следующее свойство:

$$\langle g_{m,n} | g_{p,q} \rangle = j \langle g \rangle_{m,n}^{p,q}, \quad (2.5)$$

где $\langle g \rangle_{m,n}^{p,q}$ – это реальная часть, то есть для различных символов OQAM $(m, n) \neq (p, q)$ мнимая часть будет являться взаимной помехой, так как ортогональность выполняется только в реальной части. В таких условиях восстановление символов в приемнике возможно при использовании OQAM демодуляции. Фильтр-прототип, предложенный в проекте PHYDYAS [82], $g(t)$ имеет оптимальную форму во временной и частотной областях и удовлетворяет уравнению (2.2).

2.2 Межсимвольная интерференция в FBMC/OQAM

Предположим, что параметры F_0 и τ_0 являются постоянными, то есть частотные коэффициенты канала $H_{m,n}$ в пределах одного символа и в полосе одной поднесущей не изменяются. Тогда принятый сигнал можно выразить следующим образом:

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{m,n} H_{m,n} g_{m,n}(t) + \eta(t), \quad (2.6)$$

где $\eta(t)$ – шум, а $H_{m,n}$ принимает комплексное значение.

Как правило, оценка канала осуществляется в два этапа. Сначала вычисляется коэффициент передачи в канале $\hat{H}_{m,n}$ в местах расположения пилотных символов. Затем выполняется интерполяция оцененных коэффициентов по всем

остальным подканалам. Так как в классической системе OFDM поднесущие ортогональны, можно получить коэффициент передачи в канале в местах расположения пилот символа (m_0, n_0) :

$$\hat{H}_{m_0, n_0} = \frac{r_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0}} = H_{m_0, n_0} + \frac{\eta_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0}}. \quad (2.7)$$

Проблема заключается в том, что в системе FBMC/OQAM ортогональность сохраняется только в реальной части между всеми поднесущими. Принятый сигнал может быть выражен следующим образом:

$$\begin{aligned} r_{m_0, n_0} &= H_{m_0, n_0} \left(a_{m_0, n_0} + \sum_{(m, n) \neq (m_0, n_0)} a_{m, n} g_{m, n} | g_{m_0, n_0} \right) + \eta_{m_0, n_0} = \\ &= H_{m_0, n_0} (a_{m_0, n_0} + I_{m_0, n_0}) + \eta_{m_0, n_0}, \end{aligned} \quad (2.8)$$

где I_{m_0, n_0} – это интерференция в мнимой части символа FBMC/OQAM. Если использовать классический метод наименьших квадратов [83-85], как в OFDM, то коэффициент передачи в канале будет выглядеть следующим образом:

$$H_{m_0, n_0} = \frac{r_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0}} = \frac{H_{m_0, n_0} a_{m_0, n_0} + H_{m_0, n_0} I_{m_0, n_0} + \eta_{m_0, n_0}}{a_{m_0, n_0}}. \quad (2.9)$$

Рассмотрим этапы формирования символов FBMC/OQAM. Пусть позиционность модуляции равна 4, и на вход модулятора OQAM поступают нормированные символы QAM. В таблице 1 индексы $n, n+1, \dots$ определяют номер символа FBMC, а $m, m+1, \dots$ – номер символа QAM, соответствующий определенному подканалу.

Таблица 2.1 – Символы QAM в частотно-временной сетке.

	n	$n+1$
m	$0,707 - 0,707i$	$0,707 - 0,707i$
$m+1$	$0,707 + 0,707i$	$-0,707 + 0,707i$
$m+2$	$0,707 + 0,707i$	$-0,707 - 0,707i$
\dots	\dots	\dots

Каждый комплексный символ QAM делится на два символа OQAM, при этом в первый записывается реальная часть, во второй – мнимая (таблица 2.2). В

следующем символе FBMC порядок меняется, то есть в первом символе остается мнимая часть, во втором – реальная.

Таблица 2.2 – Символы OQAM в частотно-временной сетке.

	n	$n+1$
$m-1$	$0,707 + 0i$	$0 - 0,707i$
m	$0 - 0,707i$	$0,707 + 0i$
$m+1$	$0,707 + 0i$	$0 + 0,707i$
...

Далее символы передискретизируются в K раз, то есть между символами OQAM добавляется $K-1$ нулевых отсчетов. Для наглядности в следующей таблице нумерация символов OQAM ($m-1, m, \dots$) сохранена.

Таблица 2.3 – Передискретизация в K раз.

	n	$n+1$
m	$0,707 + 0i$	$0 - 0,707i$
	$0 + 0i$	$0 + 0i$
	$0 + 0i$	$0 + 0i$
	$0 + 0i$	$0 + 0i$
$m+1$	$0 - 0,707i$	$0,707 + 0i$
	$0 + 0i$	$0 + 0i$
	$0 + 0i$	$0 + 0i$
	$0 + 0i$	$0 + 0i$
$m+2$	$0,707 + 0i$	$0 + 0,707i$

Затем сигнал проходит через фильтр. В таблице 2.4 представлена функция неопределенности фильтра PHYDYAS с коэффициентом перекрытия $K=4$ в частотно-временной сетке. Нетрудно заметить, что данные можно располагать следующим образом: в m -м подканале символа с индексом $n-4$ передавать реальную

часть, в следующем символе мнимую, и так далее. В подканалах $m-1/m+1$ символа $n-4$ можно передавать мнимую часть, а в символе $n-3$ – реальную, и так далее.

Таблица 2.4 – Импульсная характеристика фильтра.

	$n-4$	$n-3$	$n-2$	$n-1$	n	$n+1$	$n+2$	$n+3$	$n+4$
$m-1$	0,0054	0,0429i	-0,1250	0,2058i	0,2393	-0,2058i	-0,1250	-0,0429i	0,0054
m	0	-0,0668	0,0002	0,5644	1	0,5644	0,0002	-0,0668	0
$m+1$	0,0054	-0,0429i	-0,1250	-0,2058i	0,2393	0,2058i	-0,1250	0,0429i	0,0054

Таблица 2.5 – Сигнал в частотно-временной сетке после фильтрации.

	n	$n+1$
	0,166 + 0i	0 - 0,166i
	0,5 + 0i	0 - 0,5i
	0,687 + 0i	0 - 0,687i
m	0,707 + 0i	0 - 0,707i
	0,687 - 0,166i	0,166 - 0,687i
	0,5 - 0,5i	0,5 - 0,5i
	0,166 - 0,687i	0,687 - 0,166i
$m+1$	0 - 0,707i	0,707 + 0i
	0,166 - 0,687i	0,687 + 0,166i
	0,5 - 0,5i	0,5 + 0,5i
	0,687 - 0,166i	0,166 + 0,687i
$m+2$	0,707 + 0i	0 + 0,707i
	0,687 + 0,166i	-0,166 + 0,687i
	0,5 + 0,5i	-0,5 + 0,5i
	0,166 + 0,687i	-0,687 + 0,166i

В таблице 2.6 представлено влияние межсимвольной интерференции на сигнал OQAM в частотно-временной сетке при факторе перекрытия $K=4$.

Таблица 2.6 – Символы OQAM в частотно-временной сетке.

	n	$n+1$	$n+2$	$n+\dots$
m	$0,707 + 0,480i$	$-0,696 - 0,707i$	$0,707 - 0,802i$	$-1,687 + 0,707i$
	$1,012 + 0,337i$	$-0,439 - 0,759i$	$0,5 - 1,127i$	$-1,662 + 0,806i$
	$1,099 - 0,113i$	$0,093 - 0,902i$	$0,04 - 1,126i$	$-1,476 + 0,689i$
	$0,94 - 0,507i$	$0,56 - 1,014i$	$-0,468 - 0,902i$	$-1,224 + 0,165i$
$m+1$	$0,869 - 0,707i$	$0,707 - 0,813i$	$-0,845 - 0,707i$	$-0,707 - 0,158i$
	$0,898 - 0,836i$	$0,553 - 0,418i$	$-0,832 - 0,664i$	$-0,221 - 0,085i$
	$0,918 - 0,869i$	$0,128 - 0,102i$	$-0,466 - 0,637i$	$-0,006 - 0,158i$
	$0,873 - 0,794i$	$-0,45 + 0,273i$	$0,049 - 0,528i$	$0,174 - 0,487i$
$m+2$	$0,707 - 0,571i$	$-0,731 + 0,707i$	$0,707 - 0,346i$	$0,229 - 0,707i$

Таким образом, из-за наличия I_{m_0, n_0} оцениваемый коэффициент передачи в канале $\hat{H}_{m,n}$ будет содержать значительную ошибку, что делает невозможным получение корректной оценки канала и эквалайзирования. Данная проблема решается путем использования дополнительной обработки. В настоящее время описано множество методов оценки канала, при этом в англоязычных источниках под методами оценки канала на самом деле подразумевается использование определенного алгоритма компенсации межсимвольной интерференции, затем применяются общеизвестные методы оценки, используемые в OFDM (метод зануления, метод наименьших квадратов, метод минимального среднеквадратического отклонения и др.).

2.3 Компенсация межсимвольной интерференции с помощью преамбулы

В системах FBMC/OQAM, как и в OFDM, оценка канала возможна несколькими методами. В современных системах связи используются методы оценки канала по преамбуле или по пилотам, встраиваемым в информационные

символы[51-56]. Также разработаны слепые методы оценки канала, использующие пространственное разнесение на приемной стороне.

Методы оценки канала по преамбуле характеризуются низкой сложностью реализации. В OFDM системах преамбула представляет из себя группу символов, заполненных пилотами. Однако описанная ранее проблема межсимвольной интерференции делает невозможным применение в FBMC/OQAM преамбулы OFDM. Поэтому для систем FBMC был разработан ряд методов, подробный обзор которых представлен в работе [73]. Данные методы основаны на подборе специальных пилотов, расположенных в преамбуле, для минимизации влияния межсимвольной интерференции.

2.3.1 Метод POP (Pairs of Pilot, Пары пилотов)

Метод Pairs of Pilot [74, 75] базируется на вставке пары пилотных символов в известной приемной стороне позиции. На практике они могут быть расположены в двух последовательных позициях с одинаковым индексом поднесущей, при этом канал считается стационарным. Обозначим индексы пилотных символов как $(m1, n1)$ и $(m2, n2)$, тогда

$$\begin{cases} y_{m1,n1}^{(c)} = H_{m1,n1}^{(c)} (a_{m1,n1} + ja_{m1,n1}^{(i)}) \\ y_{m2,n2}^{(c)} = H_{m1,n1}^{(c)} (a_{m2,n2} + ja_{m2,n2}^{(i)}) \end{cases} \quad (2.10)$$

Пусть C – отношение реальной части $H_{m1,n1}^{(c)}$ к мнимой, т.е. $C = H_{m1,n1}^{(i)} / H_{m1,n1}^{(r)}$, а $H_{m1,n1}^{(c)} = H_{m1,n1}^{(r)} + jH_{m1,n1}^{(i)}$, тогда

$$\begin{cases} y_{m1,n1}^{(r)} = H_{m1,n1}^{(r)} a_{m1,n1} - CH_{m1,n1}^{(r)} a_{m1,n1}^{(i)} \\ y_{m1,n1}^{(i)} = CH_{m1,n1}^{(r)} a_{m1,n1} + H_{m1,n1}^{(r)} a_{m1,n1}^{(i)} \\ y_{m2,n2}^{(r)} = H_{m2,n2}^{(r)} a_{m2,n2} - CH_{m2,n2}^{(r)} a_{m2,n2}^{(i)} \\ y_{m2,n2}^{(i)} = CH_{m2,n2}^{(r)} a_{m2,n2} + H_{m2,n2}^{(r)} a_{m2,n2}^{(i)} \end{cases} \quad (2.11)$$

Так как канал является статичным, т.е. $H_{m2,n2}^{(c)} = H_{m1,n1}^{(c)}$, можно записать следующее выражение:

$$\begin{cases} X_1 = a_{m2,n2} y_{m1,n1}^{(r)} - a_{m1,n1} y_{m2,n2}^{(r)} = CH_{m1,n1}^{(r)} \left(-a_{m2,n2} a_{m1,n1}^{(i)} + a_{m1,n1} a_{m2,n2}^{(i)} \right) \\ X_2 = a_{m2,n2} y_{m1,n1}^{(i)} - a_{m1,n1} y_{m2,n2}^{(i)} = H_{m1,n1}^{(r)} \left(a_{m2,n2} a_{m1,n1}^{(i)} - a_{m1,n1} a_{m2,n2}^{(i)} \right) \end{cases} \quad (2.12)$$

Тогда отношение X_1/X_2 дает

$$C = \frac{a_{m2,n2} y_{m1,n1}^{(r)} - a_{m1,n1} y_{m2,n2}^{(r)}}{a_{m1,n1} y_{m2,n2}^{(i)} - a_{m2,n2} y_{m1,n1}^{(i)}}. \quad (2.13)$$

Теперь перезапишем выражение (2.11):

$$\begin{cases} y_{m1,n1}^{(r)} = H_{m1,n1}^{(r)} a_{m1,n1} - CH_{m1,n1}^{(r)} a_{m1,n1}^{(i)} \\ Cy_{m1,n1}^{(r)} = C^2 H_{m1,n1}^{(r)} a_{m1,n1} + CH_{m1,n1}^{(r)} a_{m1,n1}^{(i)} \end{cases} \quad (2.14)$$

Таким образом, коэффициент передачи в канале

$$H_{m1,n1}^{(r)} = \frac{y_{m1,n1}^{(r)} + Cy_{m1,n1}^{(i)}}{a_{m1,n1} (1 + C^2)}, \quad H_{m1,n1}^{(i)} = CH_{m1,n1}^{(r)} \quad (2.15)$$

Полученное выражение описывает оценку канала. Данный метод, не требующий знания прототипа ФНЧ, может быть использован при оценке канала как по преамбуле, так и по распределенным пилотным символам. Однако при наличии шума выражение принимает вид

$$\begin{cases} Y_1 = CH_{m1,n1}^{(r)} \left(-a_{m2,n2} a_{m1,n1}^{(i)} + a_{m1,n1} a_{m2,n2}^{(i)} \right) + \eta_1 \\ Y_2 = H_{m1,n1}^{(r)} \left(a_{m2,n2} a_{m1,n1}^{(i)} - a_{m1,n1} a_{m2,n2}^{(i)} \right) + \eta_2 \end{cases} \quad (2.16)$$

где члены η_1 и η_2 являются шумом в каждой позиции пилотов. При этом качество оценки канала зависит от того, насколько близки значения Y_1/Y_2 и C :

$$\frac{Y_1}{Y_2} = C \frac{1 + \left(\eta_1 / \nu H_{m1,n1}^{(r)} \right)}{1 - \left(\eta_2 / \nu H_{m1,n1}^{(r)} \right)}, \quad (2.17)$$

где $\nu = -a_{m2,n2} a_{m1,n1}^{(i)} + a_{m1,n1} a_{m2,n2}^{(i)}$. Качество оценки канала напрямую зависит от величины ν . Действительно, если мощность ν высока, оценка канала будет иметь высокую точность, но если она близка к нулю, точность оценки канала снизится из-за высокого уровня шума. Проблема заключается в том, что ν зависит от $a_{m1,n1}^{(i)}$ и $a_{m2,n2}^{(i)}$, которые в свою очередь зависят от информационных данных вокруг позиции пилотного символа. То есть значение ν может иметь случайное значение, и в определенном случае будет близка к нулю. Таким образом, можно выбрать значение $\nu = (-1)^m a_{m,1}^{(i)}$. При этом символ между преамбулой и информационными символами должен быть заполнен нулями, как показано на следующем рисунке.

1	0	Данные
-1	0	
1	0	
-1	0	
...		
1	0	
-1	0	

Рисунок 2.1 – Кадр при использовании метода POF.

2.3.2 Метод IAM (Interference Approximation Method, Метод приближения помех)

Метод приближения помех IAM[74, 75] базируется на добавлении мнимой компоненты $a_{m0,n0}^{(i)}$ в позицию пилота. Использование мнимой части в пилотном символе способствует повышению точности оценки канала, однако для этого

длина преамбулы должна быть равна как минимум трем FBMC-символам. При этом избыточность служебной информации FBMC/OQAM превосходит CP-OFDM. Таким образом, для получения всех коэффициентов передачи в канале для OQAM требуется $3M$ реальных символов, а в CP-OFDM всего $2M$, то есть потери в случае OQAM составляют $M/2$ комплексных символов. Однако на практике один кадр обычно содержит десятки символов, поэтому потерями в спектральной эффективности можно пренебречь.

Рассмотрим преамбулу длительностью три символа. Для любого пилотного символа a_{m_0, n_0} , расположенного посреди преамбулы, мнимая компонента принимает вид

$$a_{m_0, n_0}^{(i)} \approx \sum_{(p, q) \in \Omega_{1,1}^*} a_{m_0+p, n_0+q}^{(i)} \langle g \rangle_{m_0+p, n_0+q}^{m_0, n_0}. \quad (2.18)$$

На этапе демодуляции шумовая компонента $\eta^{(c)}$ принимает вид $\eta_{m_0, n_0}^{(c)} = \langle \eta^{(c)} | g_{m_0, n_0} \rangle$, и оцененный коэффициент передачи в канале равен

$$\hat{H}_{m_0, n_0}^{(c)} \approx H_{m_0, n_0}^{(c)} + \frac{\eta_{m_0, n_0}^{(c)}}{\left(a_{m_0, n_0} + ja_{m_0, n_0}^{(i)} \right)} \quad (2.19)$$

Очевидно, что чем больше мощность $\left(a_{m_0, n_0} + ja_{m_0, n_0}^{(i)} \right)$, тем точнее будет оценка канала. Поэтому необходимо подобрать последовательность преамбулы, чтобы на приемной стороне значение $\left(a_{m_0, n_0} + ja_{m_0, n_0}^{(i)} \right)$ было максимальным.

2.4 Компенсация межсимвольной интерференции с использованием встраиваемых пилотов

В работе [75] предложены методы оценки на основе встраиваемых пилотах. Рассматривается метод с добавлением дополнительного пилотного символа, позволяющий в системе FBMC/OQAM применить классический метод оценки

канала OFDM. Суть метода заключается в устранении межсимвольной интерференции I_{m_0, n_0} путем расчета специального соседнего пилотного символа, расположенного рядом с основным. Метод носит название AP (Auxiliary Pilot, дополнительный пилот).

Принятый пилотный символ с индексами m_p и n_p состоит из двух основных частей – часть с переданными данными и суммарное значение помех вследствие интерференции. В случае идеального однолучевого канала демодулированный сигнал на приемной стороне может быть выражен следующим образом:

$$r'_{m_p, n_p} = a_{m_p, n_p} + I_{m_p, n_p} = a_{m_p, n_p} + j \sum_{\substack{(m, n) \in \Omega_{m_p, n_p} \\ (m, n) \neq (m_p, n_p)}} a_{m_p, n_p} t_{m_p - m, n_p - n}, \quad (2.20)$$

где $t_{m, n}$ – это амплитудное значение помехи, вызванной соседними символами, и оно зависит от формы импульсной характеристики фильтра-прототипа. Принцип метода с дополнительным пилотом заключается в выборе положения дополнительного пилота m_p и n_p и вычислении его значения таким образом, чтобы значение помехи обращалось в ноль. Значение дополнительного пилота может быть вычислено как [77]

$$a_{m_a, n_a} = - \frac{\sum_{\substack{(m, n) \in \Omega_{m_p, n_p} \\ (m, n) \neq (m_p, n_p) \\ (m, n) \neq m_a, n_a}} a_{m, n} t_{m_p - m, n_p - n}}{t_{m_p - m_a, n_p - n_a}}, \quad (2.21)$$

где Ω_{m_p, n_p} – окно расчета дополнительных пилотов в частотно-временной сетке.

В таблице 2.7 показан выбор Ω_{m_p, n_p} и значение $t_{m, n}$. Красным цветом обозначено расположение пилотного символа (m_p, n_p) , желтым – расположение дополнительных пилотных символов $(m_a, n_a) = (m_p, n_p \pm 1)$, зеленым цветом выделены дополнительные окна расчета Ω_{m_p, n_p} . Можно заметить, что действительные и мнимые части значения помехи чередуются. Интерференция действительной части символа складывается из мнимых частей других символов, и наоборот.

Таблица 2.7 – Окно расчета дополнительного пилота для FBMC/OQAM (узкое окно).

	-4	-3	-2	-1	$0(n_p)$	+1	+2	+3	+4
-2	0	0,0006	-0,0001	0	0	0	-0,0001	0,0006	0
-1	0,0054	0,0429i	-0,1250	0,2058i	0,2393	-0,2058i	-0,1250	-0,0429i	0,0054
$0(m_p)$	0	-0,0668	0,0002	0,5644	1	0,5644	0,0002	-0,0668	0
+1	0,0054	-0,0429i	-0,1250	-0,2058i	0,2393	0,2058i	-0,1250	0,0429i	0,0054
+2	0	0,0006	-0,0001	0	0	0	-0,0001	0,0006	0

Таблица 2.8 – Окно расчета дополнительного пилота для FBMC/OQAM (широкое окно).

	-4	-3	-2	-1	$0(n_p)$	+1	+2	+3	+4
-2	0	0,0006	-0,0001	0	0	0	-0,0001	0,0006	0
-1	0,0054	0,0429i	-0,1250	0,2058i	0,2393	-0,2058i	-0,1250	-0,0429i	0,0054
$0(m_p)$	0	-0,0668	0,0002	0,5644	1	0,5644	0,0002	-0,0668	0
+1	0,0054	-0,0429i	-0,1250	-0,2058i	0,2393	0,2058i	-0,1250	0,0429i	0,0054
+2	0	0,0006	-0,0001	0	0	0	-0,0001	0,0006	0

Данный метод позволяет эффективно устранить влияние межсимвольной интерференции в той ячейке частотно-временного ресурса, где расположен пилотный символ. Стоит отметить, что метод требует значительных вычислительных затрат. Также данный метод неприменим в случае близкого расположения пилотных символов, так как пересечение окон расчета различных пилотных символов неизбежно приводит к рекурсивному расчету дополнительных пилотов.

Метод, комбинирующий IAM и оценку во встраиваемыми пилотами, носит название MIAM (Modified Interference Approximation Method, модифицированный метод приближения помех).

2.5 Оценка канала

Для работы системы в связи на основе ортогонального частотного мультиплексирования в частотно-селективном канале необходимо периодически проводить оценку состояния канала[78-81]. В качестве метода оценки канала в данной работе использовался метод обнуления (ZF, Zero-Forcing[57-61]). Суть метода заключается в следующем. На передающей стороне формируется идеальный символ без искажений, изображенный на рисунке ниже (в качестве примера $NFFT = 128$).

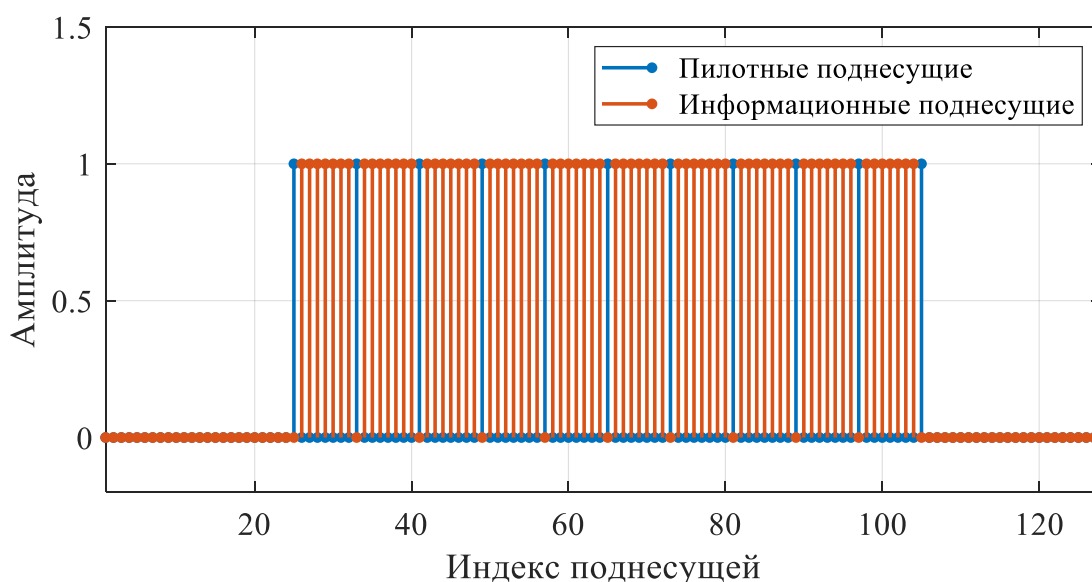
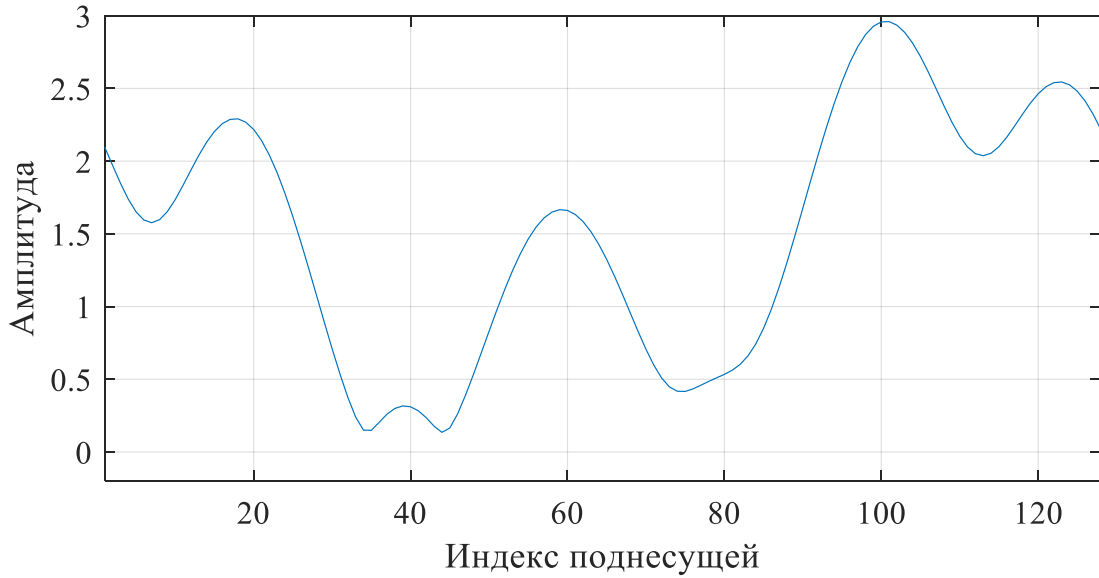
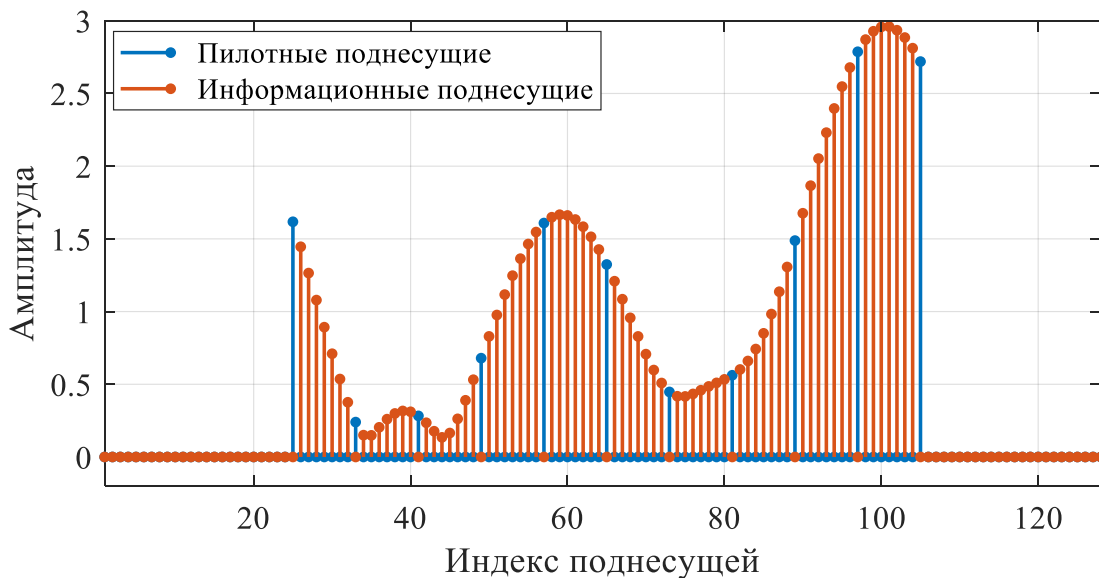


Рисунок 2.2

После прохождения через канал распространения радиоволн с переотражениями символ искажается, и спектр сигнала принимает форму, соответствующую перемножению исходного символа в частотной области с передаточной функцией канала. Пример передаточной функции канала и результирующий символ изображены на следующем рисунке.



а)



б)

Рисунок 2.3 Пример передаточной функции канала (а) и искаженный символ в частотной области после прохождения через канал (б).

Таким образом, в блок оценки канала поступает искаженный символ, состоящий из набора информационных и пилотных символов. Метод обнуления подразумевает, что оценка канала принимается равной значению пилотных символов, информационные символы при этом принимают нулевое значение. Полученный символ с искаженными пилотными поднесущими изображен ниже

(Рисунок 2.4). Далее выполняется интерполяция вектора оценки канала по оставшимся пилотным символам. В качестве примера на следующих рисунках изображена оценка канала, полученная двумя различными методами: линейной интерполяции и интерполяции кубическими сплайнами.

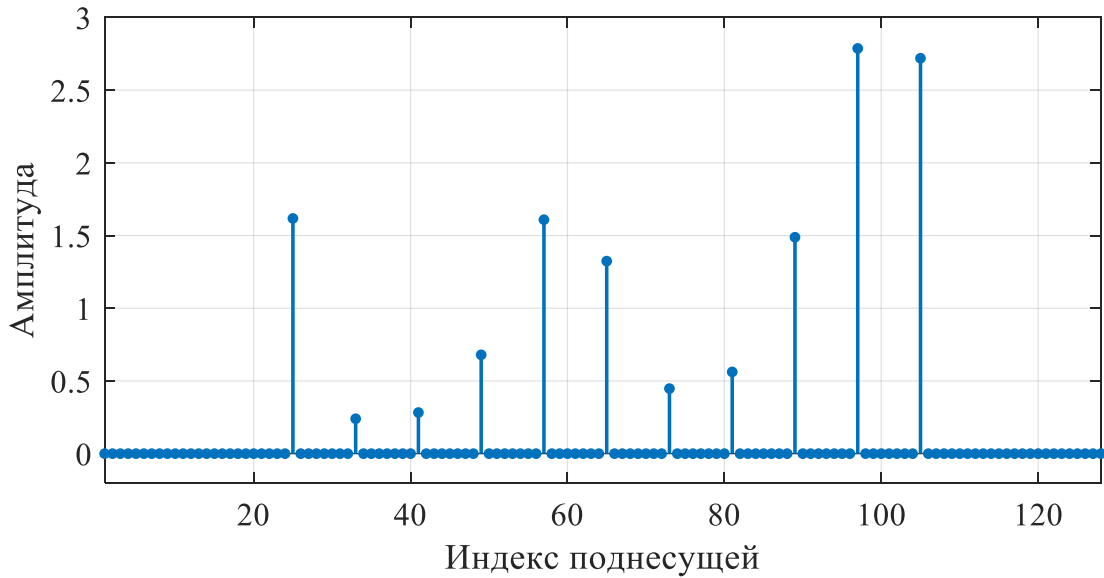


Рисунок 2.4

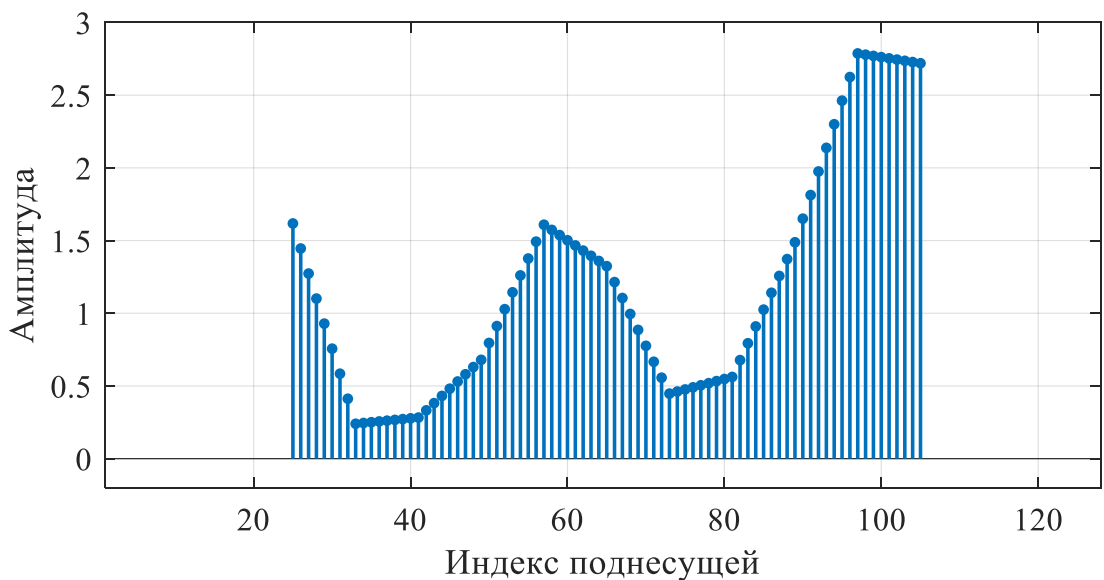


Рисунок 2.5 Оценка канала, полученная с помощью линейной интерполяции

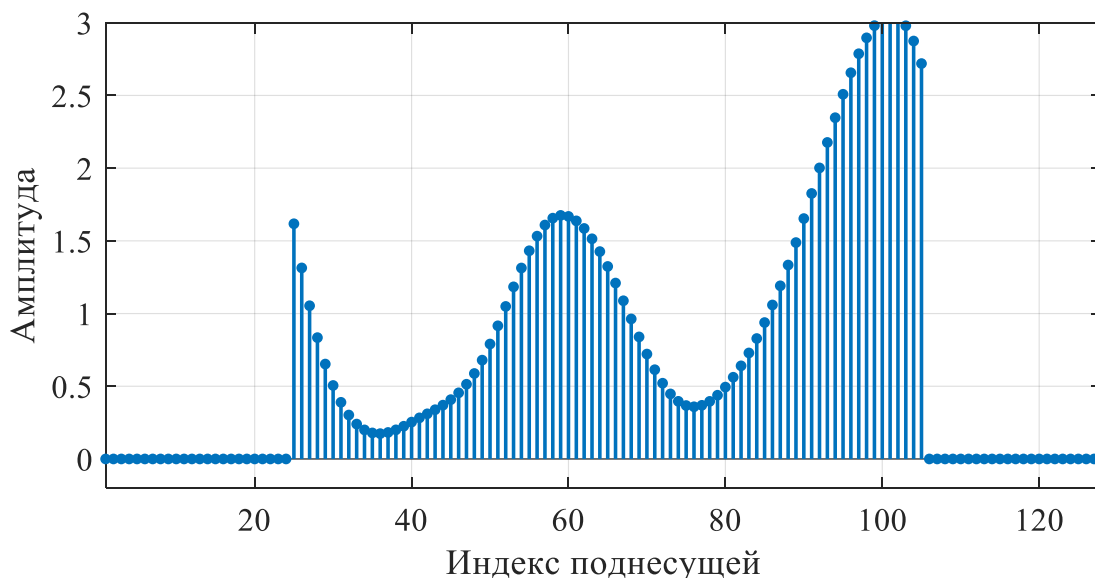


Рисунок 2.6 Оценка канала, полученная с помощью интерполяции кубическими сплайнами

Полученный таким образом вектор используется в блоке эквалайзера для компенсации искажений, вызванных многолучевым распространением радиоволн. Так как пилотные поднесущие имеются не в каждом передаваемом символе, также требуется интерполяция всех промежуточных ячеек частотно-временной сетки. При этом на выходе блока оценки канала формируется канальная матрица, которая используется при эквалайзировании целого слота.

Выводы

1. Применение фильтра с импульсной характеристикой, длина которой превышает длительность символа, а также перекрытие символов во временной области приводит к тому, что в реальной и мнимой части символа возникает межсимвольная интерференция. Применение модуляции OQAM позволяет избежать влияние интерференции на информационные символы, однако пилотные символы остаются подверженными интерференции. Все эти факторы приводят к невозможности применения стандартных методов оценки канала в системе FBMC/OQAM.

2. Для выполнения корректной оценки канала и последующего эквалайзирования необходимо компенсировать межсимвольную интерференцию. Исследователи предлагают различные методы борьбы с интерференцией в FVMS/OQAM. Методы работают как с преамбулой, так и в случае встраиваемых пилотов. В данной работе представлен ряд методов компенсации межсимвольной интерференции. В дальнейшем используется метод AP, или дополнительный пилот. В основе метода лежит добавление в соседнюю ячейку частотно-временной сетки рядом с основным пилотным символом одного дополнительного пилотного символа. Он должен быть рассчитан в зависимости от информационных символов, окружающих пилот. Тогда значение помехи, возникающей вследствие межсимвольной интерференции, обращается в ноль, и дальнейшая оценка канала становится возможной.

3. СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ FBMC/OQAM

3.1 Схема обработка сигнала FBMC/OQAM, основанная на CP-OFDM

Оценка канала с добавлением пилотов для FBMC/OQAM может быть аналогична традиционной схеме CP-OFDM. На рисунке 3.1 представлена упрощенная модель формирования и обработки сигнала FBMC/OQAM[75-77]. Авторы предлагают использовать стандартную схему CP-OFDM, добавив в нее обработку OQAM.

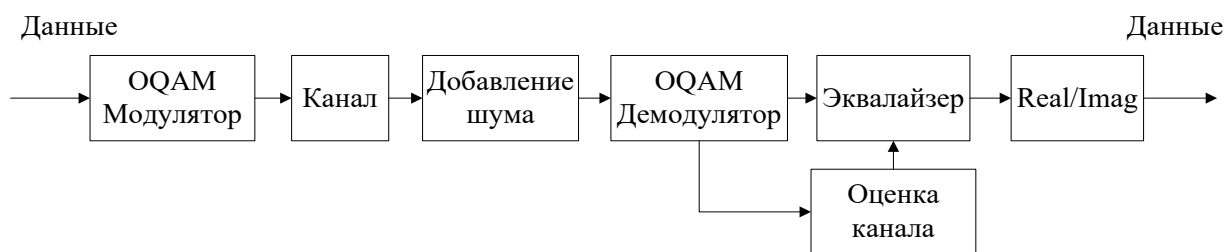


Рисунок 3.1– Схема передачи FBMC/OQAM с оценкой канала[75].

Действительно, в системе CP-OFDM схема обработки выглядит таким же образом, однако вместо модулятора OQAM она содержит блок обратного быстрого преобразования Фурье, а вместо демодулятора OQAM – блок прямого быстрого преобразования Фурье. В традиционной схеме CP-OFDM на вход эквалайзера поступает демодулированный OFDM-символ, а также оценка канала PPВ на всех используемых поднесущих. OFDM-символ поступает на эквалайзер после операции прямого быстрого преобразования Фурье, поэтому в каждом подканале содержится комплексный информационный символ (это может быть QAM или любой другой вид цифровой манипуляции). Эквалайзированное значение получается путем перемножения искаженного комплексного символа на обратные канальные коэффициенты. Однако в системе FBMC/OQAM символ поступает после демодулятора OQAM. Это значит, что комплексный символ FBMC/OQAM в реальной и мнимой части содержит значение разных временных символов, так

как данные на модуляторе OQAM располагаются в шахматном порядке. Вследствие этого умножение на обратный канальный коэффициент дает ошибочный результат, так как значение является комплексным. Поэтому для FBMC/OQAM необходимо внести изменения в схему эквалайзирования.

3.2 Предлагаемая схема обработки сигнала FBMC/OQAM

На рисунке 3.2 представлена упрощенная модель обработки сигнала и эквалайзирования в FBMC/OQAM. Данная схема соответствует типовому эквалайзеру CP-OFDM за исключением обработки OQAM. Представленная упрощенная схема обладает рядом недостатков. Среди них необходимо отметить то, что зачастую на практике обработка на OQAM демодуляторе невозможна без предварительного эквалайзирования. К тому же данная схема слишком упрощена и не позволяет провести полную обработку FBMC/OQAM сигнала. Поэтому была разработана новая схема обработки [90]. Предлагаемая схема показана на рисунке 3.2.

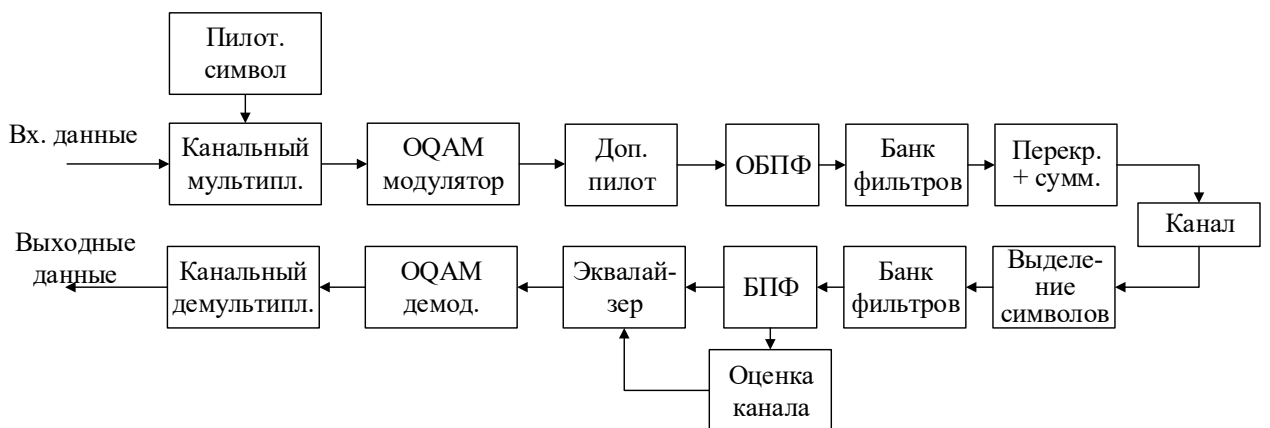


Рисунок 3.2 Предлагаемая схема обработки сигнала FBMC/OQAM.

Обработка начинается с канального мультиплексора, который имеет два канала на входе. Канальный мультиплексор позволяет распределить данные между абонентами при назначении им различных поднесущих. На один из них подается информационный поток данных, а на другой – пилотные символы. В данном случае канальный мультиплексор соответствует схеме OFDMA. Далее

рассмотрен процесс обработки на примере системы с размерностью преобразования Фурье, равным 16. На рисунке ниже представлено пояснение к работе мультиплексора.

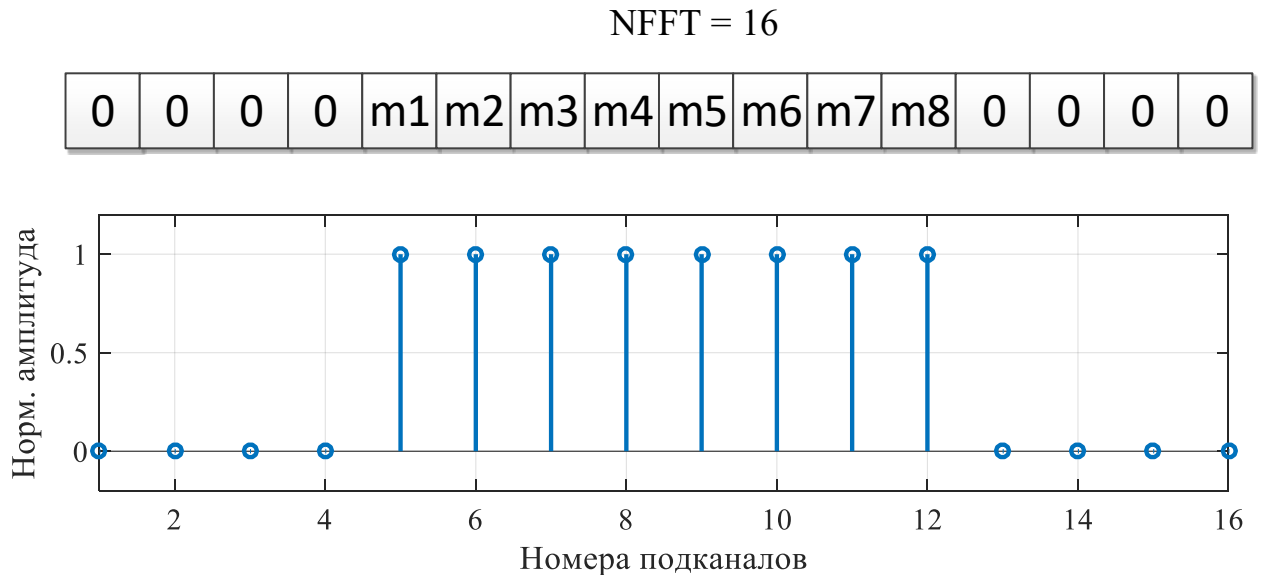


Рисунок 3.3 – Формируемый символ в частотной области.

Подканалы слева и справа входят в защитные полосы, поэтому они показаны нулевыми. $m1, m2, \dots, m8$ – комплексные символы, поступающие с кодера синфазной и квадратурной составляющей. Некоторые из данных подканалов могут содержать пилотные символы, подаваемые на второй вход мультиплексора.

В системе OFDM подготовленная последовательность поступает сразу на блок обратного быстрого преобразования Фурье. В FBMC/OQAM сигнал сначала подается на OQAM модулятор. Как было сказано ранее, мнимая часть символа OQAM должна быть смещена относительно действительной на половину длительности суммарного символа FBMC. Для этого исходный OFDM-символ в частотной области разбивается на 2, как показано на следующем рисунке. Комплексные значения информационных символов располагаются в шахматном порядке. В первом символе FBMC первый подканал содержит реальную часть символа ($r1$), второй – мнимую ($i2$), и так далее. Во втором символе сохраняется обратный порядок: первый подканал содержит мнимую часть символа ($i1$), второй – реальную ($r2$). Такое расположение символов гарантирует отсутствие межсимвольной интерференции вследствие перекрытия символов во временной области.

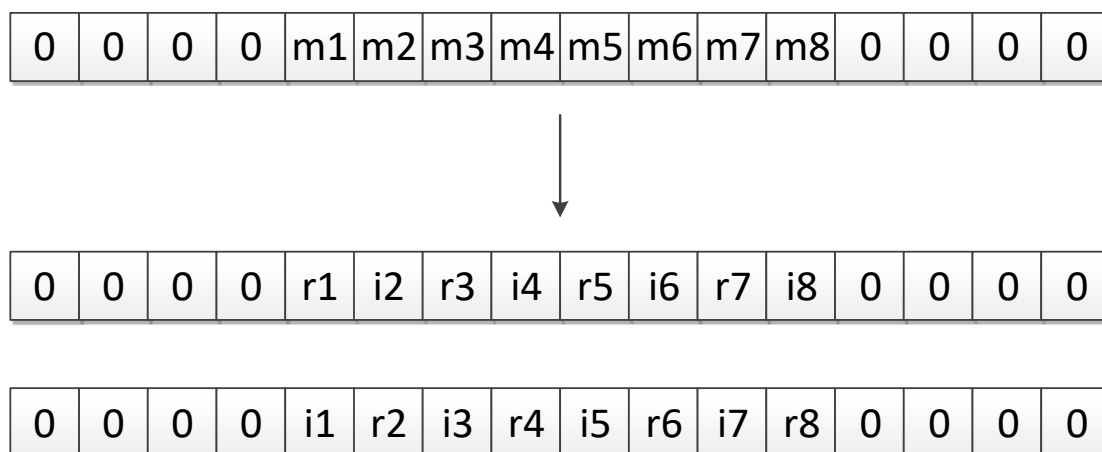


Рисунок 3.4 – Обработка OQAM.

В качестве метода компенсации межсимвольной интерференции был выбран метод AP, или дополнительный пилот. За каждым пилотным символом в частотно-временной сетке располагается дополнительный пилот, его значение зависит от близлежащих информационных символов. Полученное частотно-временное поле показано на рисунке 3.5. Синим цветом выделены частотно-временные ячейки, содержащие пилотный символ, желтым – ячейки с дополнительным пилотом.

После этого выполняется стандартная обработка FBMC: обратное преобразование Фурье, фильтрация, перекрытие с суммированием.

После прохождения сигнала через канал производится выделение символов, фильтрация и прямое преобразование Фурье. Затем выполняется оценка канала и эквалайзирование, после этого данные подаются на демодулятор OQAM и канальный демультимплексор.

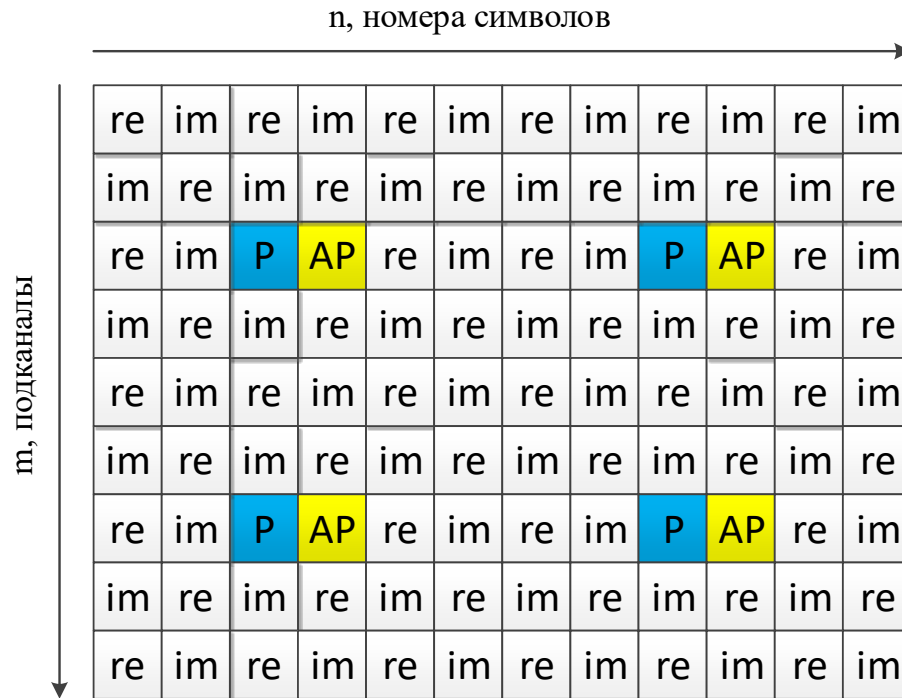


Рисунок 3.5 – Расположение дополнительного пилота в частотно-временной сетке.

3.3 Моделирование системы FBMC/OQAM

Для оценки работоспособности схемы, разработанной в п. 3.2, было проведено моделирование в среде Матлаб. Были разработаны две модели системы передачи: OFDM и FBMC. Для получения сравнительных характеристик параметры данных моделей были выбраны одинаковыми. Параметры показаны в таблице ниже. В качестве моделей канала распространения радиоволн были выбраны три модели канала, рекомендуемые 3GPP [63]:

Канал №1 – Расширенная модель 3GPP радиоканала систем сотовой связи в городской среде.

Канал №2 – Расширенная модель 3GPP радиоканала систем сотовой связи для пешехода.

Канал №3 – Расширенная модель 3GPP радиоканала систем сотовой связи для транспортного средства.

Таблица 3.1 – Модели каналов распространения радиоволн.

№ луча	Канал №1		Канал №2		Канал №3	
	Задержка, нс	Мощность, дБ	Задержка, нс	Мощность, дБ	Задержка, нс	Мощность, дБ
1	0	-1.0	0	0.0	0	0.0
2	50	-1.0	30	-1.0	30	-1.5
3	120	-1.0	70	-2.0	150	-1.4
4	200	0.0	90	-3.0	310	-3.6
5	230	0.0	110	-8.0	370	-0.6
6	500	0.0	190	-17.2	710	-9.1
7	1600	-3.0	410	-20.8	1090	-7.0
8	2300	-5.0			1730	-12.0
9	5000	-7.0			2510	-16.9

Модель канала представлена в виде двух вектор-столбцов. Первый содержит задержку распространения отраженных сигналов в канале, во втором указана соответствующе данному сигналу затухание.

Таблица 3.2 – Параметры модели.

Параметр	FBMC	OFDM
Размерность преобразования Фурье	1024	1024
Частота дискретизации	10.24 МГц	10.24 МГц
Тип манипуляции	OQAM-4	QAM-4
Циклический префикс	-	128 отсчетов
Коэффициент перекрытия	4	-
Длительность символа, отсчетов	4096	1152
Шаг расположения пилотов по частоте (поднесущие)	8	8
Шаг расположения пилотов по времени (символы)	12	6
Количество информационных поднесущих (общее), из них пилотных поднесущих	641, пилотных 81	641, пилотных 81
Количество генерируемых бит	10^5	10^5
Количество итераций симуляции (для усреднения результата)	1500	1500

Схема эквалайзера FBMC/OQAM изображена на рисунке ниже.

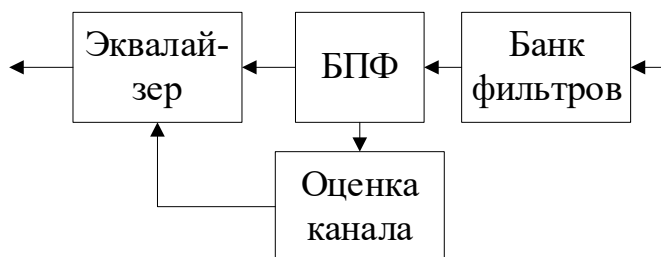


Рисунок 3.6 – Схема эквалайзирования.

Расчет коэффициента ошибок в каждом из каналов повторялся 1500 раз, затем полученный результат был усреднен. При этом для оценки канала применялись три метода интерполяции: линейная интерполяция, кубическая и интерполяция кубическими сплайнами. Кроме оценки коэффициента ошибок в каждой итерации рассчитывалось среднеквадратичная ошибка оценки канала. На следующих рисунках показаны полученные результаты при различных отношениях энергии, приходящейся на бит информации, к мощности шума (E_b/N_0).

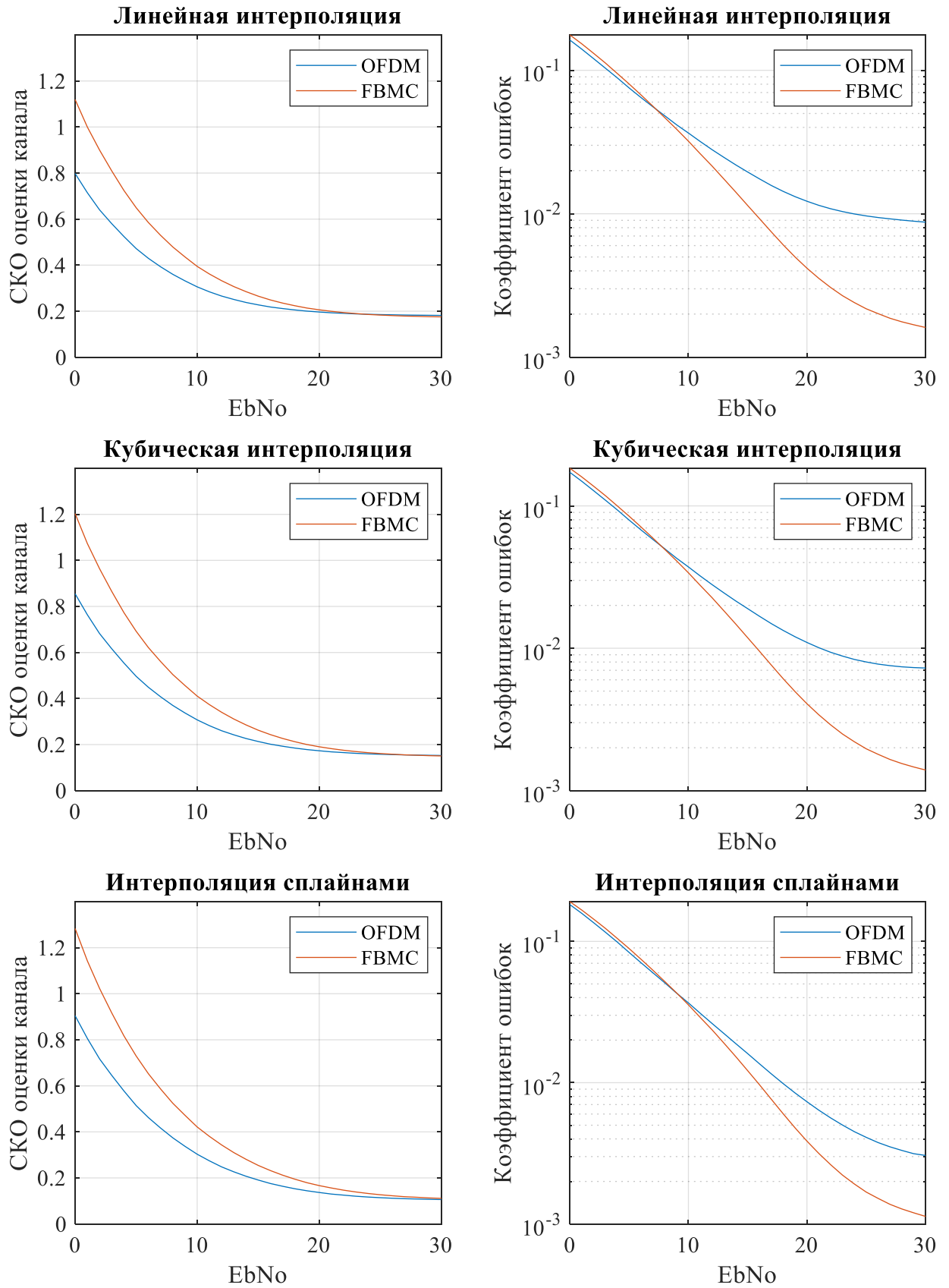


Рисунок 3.7 – Зависимость среднеквадратичной ошибки оценки канала и коэффициента ошибок от отношения энергии, приходящейся на бит информации, к мощности шума, канал №1.

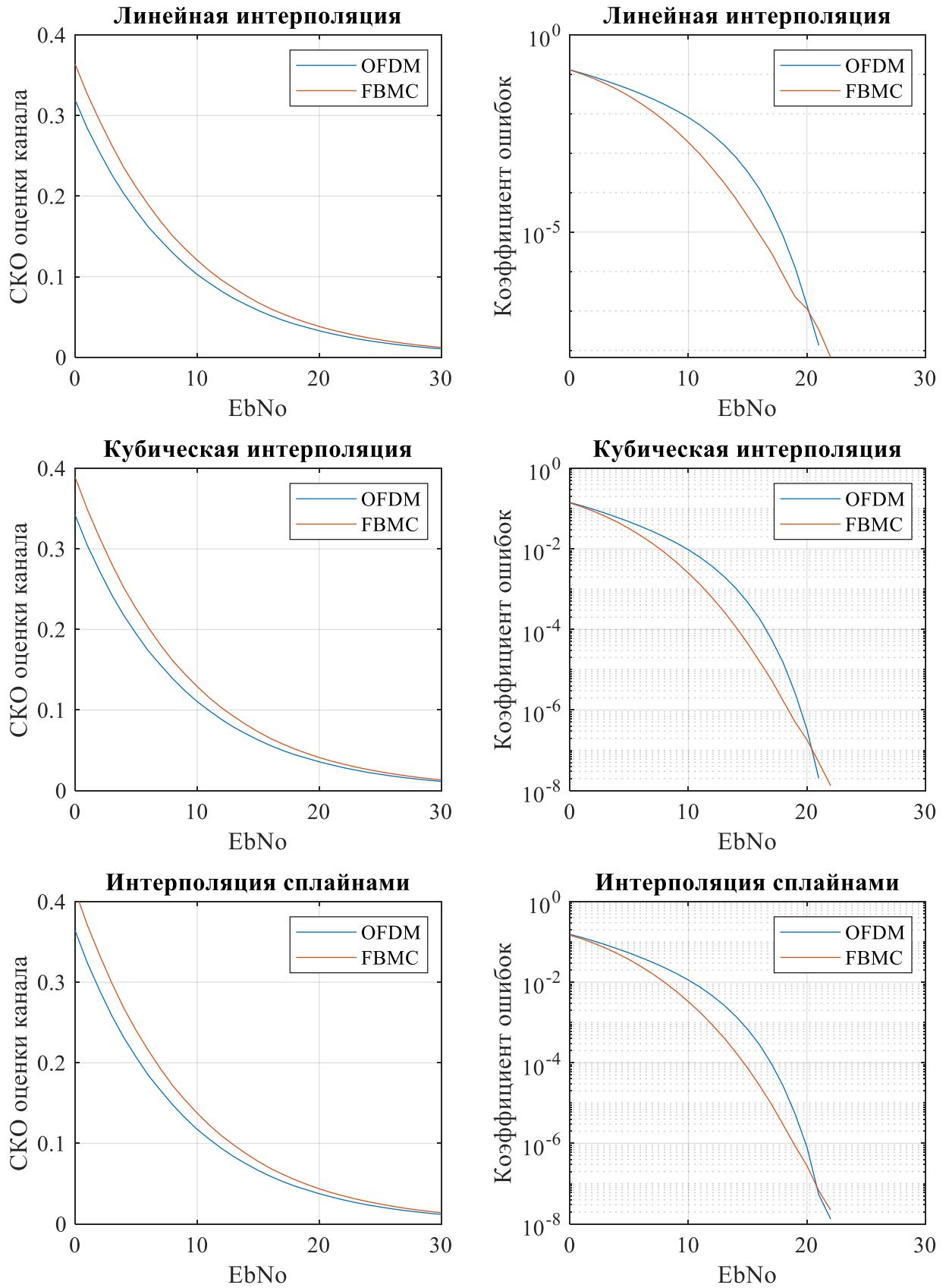


Рисунок 3.8 – Зависимость среднеквадратичной ошибки оценки канала и коэффициента ошибок от отношения энергии, приходящейся на бит информации, к мощности шума, канал №2.

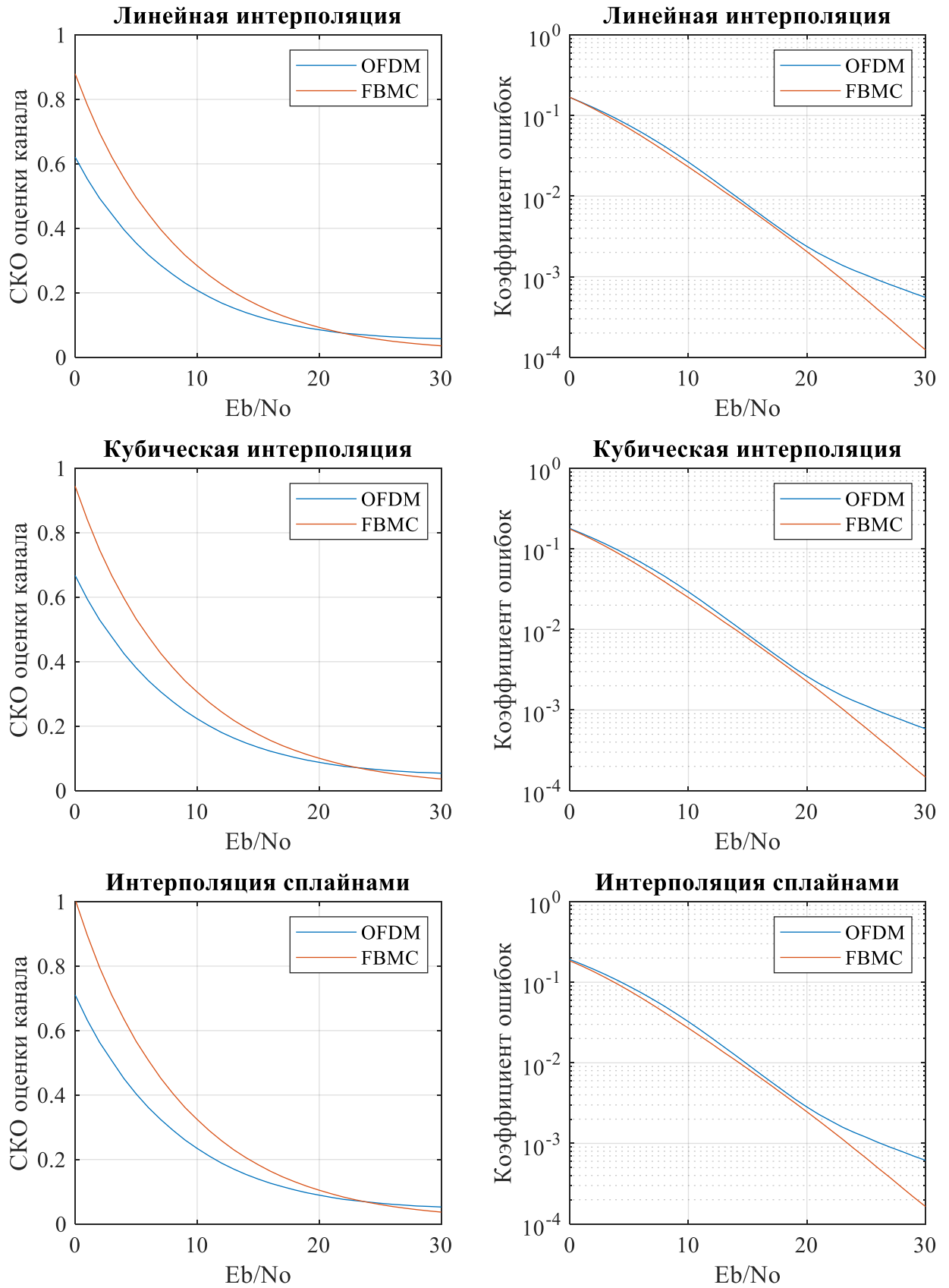


Рисунок 3.9 – Зависимость среднеквадратичной ошибки оценки канала и коэффициента ошибок от отношения энергии, приходящейся на бит информации, к мощности шума, канал №3.

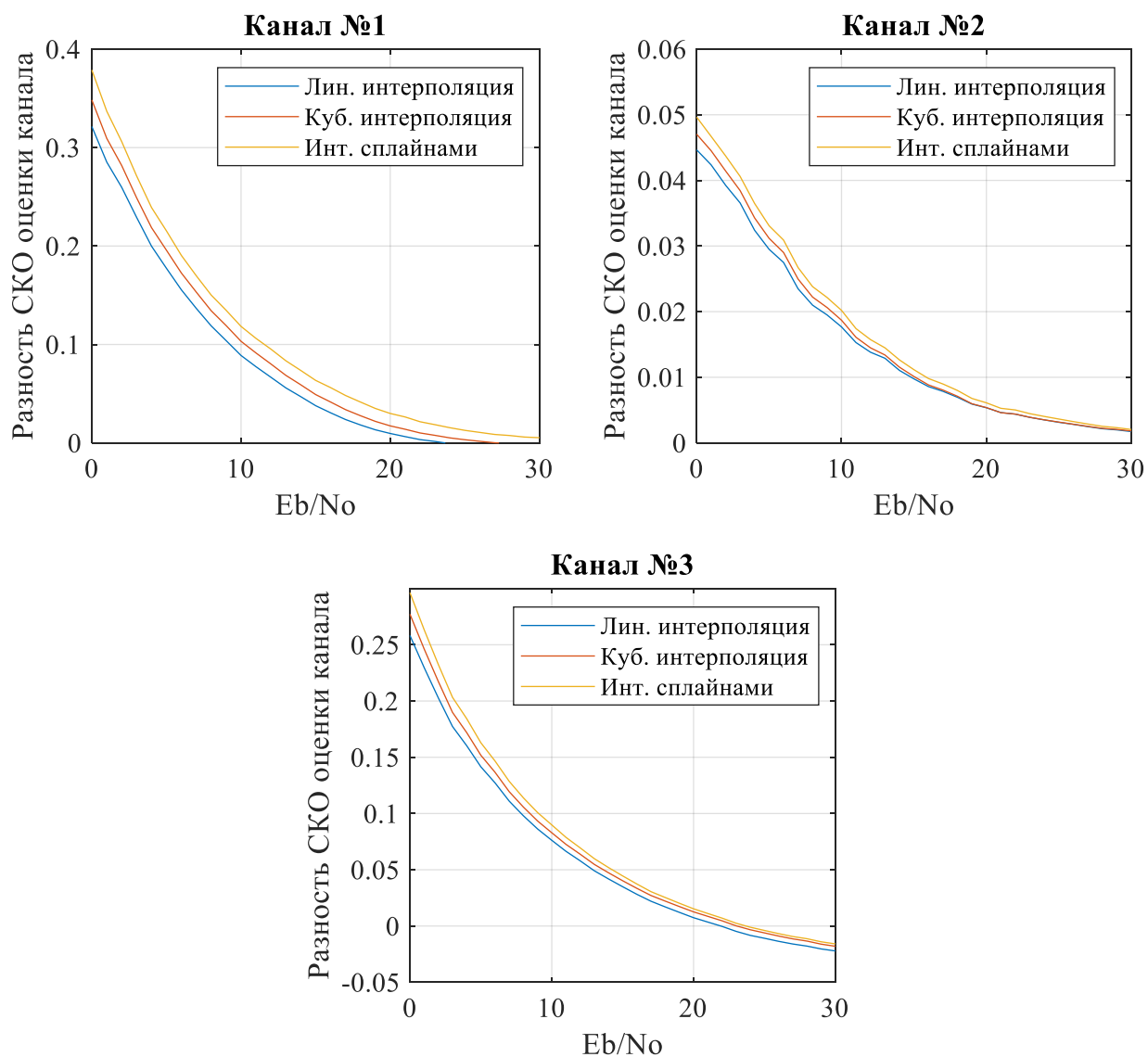


Рисунок 3.10 – Разность СКО оценки канала FBMC/OQAM и OFDM в зависимости от отношения энергия бита/шум

Результаты моделирования показывают, что во всех каналах СКО оценки канала FBMC/OQAM значительно выше, чем в OFDM. Однако при этом устойчивость системы FBMC/OQAM к представленным типам каналов выше, что наглядно демонстрируют графики коэффициент битовой ошибки. Данные, полученные по результатам моделирования, сведены в таблицы 3.3-3.5.

Таблица 3.3 Результаты моделирования для канала №1.

		Тип интерполяции		
		Линейная	Кубическая	Сплайн
E_b/N_0 , BER = 10^{-2}	FBMC/OQAM	15.7 дБ	15.8 дБ	15.9 дБ
	OFDM	24 дБ	21 дБ	18 дБ

Таблица 3.4 Результаты моделирования для канала №2.

		Тип интерполяции		
		Линейная	Кубическая	Сплайн
E_b/N_0 , BER = 10^{-2}	FBMC/OQAM	7.2 дБ	7.6 дБ	8 дБ
	OFDM	9.4 дБ	9.9 дБ	10.3 дБ
E_b/N_0 , BER = 10^{-4}	FBMC/OQAM	13.6 дБ	14.2 дБ	14.7 дБ
	OFDM	16.2 дБ	16.5 дБ	17 дБ
E_b/N_0 , BER = 10^{-6}	FBMC/OQAM	17.8 дБ	18.5 дБ	18.9 дБ
	OFDM	19.1 дБ	19.5 дБ	19.8 дБ

Таблица 3.5 Результаты моделирования для канала №3.

		Тип интерполяции		
		Линейная	Кубическая	Сплайн
E_b/N_0 , BER = 10^{-2}	FBMC/OQAM	13.6 дБ	13.9 дБ	14.3 дБ
	OFDM	14 дБ	14.4 дБ	14.8 дБ
E_b/N_0 , BER = 10^{-3}	FBMC/OQAM	22.7 дБ	23.2 дБ	23.5 дБ
	OFDM	25.3 дБ	25.8 дБ	26.2 дБ

В первом канале коэффициент битовых ошибок 10^{-2} достигается при E_b/N_0 18 дБ в OFDM с использованием интерполяции сплайнами и 15.7 дБ в FBMC/OQAM с использованием линейной интерполяции.

Во втором канале лучшие результаты показала линейная интерполяция. При этом разница отношения E_b/N_0 для коэффициента ошибок 10^{-2} между FBMC/OQAM и OFDM составляет 2.2 дБ, для коэффициента ошибок 10^{-2} 2.6 дБ, для коэффициента ошибок 10^{-6} – 1.3 дБ.

В третьем канале применение линейной интерполяции позволило достичь коэффициента ошибки 10^{-2} при 13.6 дБ отношения энергия бита/шум для FBMC/OQAM и при 14 дБ для OFDM. Разница составляет 0.4 дБ.

3.4 Сравнительный анализ систем FBMC/OQAM и CP-OFDM

Системы FBMC/OQAM были включены в список перспективных технологий благодаря ключевым преимуществам перед системами CP-OFDM. К ним в первую очередь относится спектральная эффективность и низкий уровень внеполосного излучения.

3.4.1 Спектральная эффективность

Системы OFDM получили широкое распространение в системах радиосвязи, так как характеризуются эффективным мультиплексированием и простой реализации. Однако вследствие плотного расположения поднесущих в полосе такие системы чувствительны к эффектам многолучевости в канале распространения радиоволн. Без использования защитного интервала между символами передача OFDM сигнала возможна лишь в канале Гаусса. Для работы в канале Райса или Релея требуется защитный интервал в виде циклического префикса, который является копией части символа с обратной стороны. Циклический префикс необходим для сохранения ортогональности поднесущих в многолучевом канале. На рисунке 3.10 показана последовательность символов CP-OFDM во временной области.



Рисунок 3.11 – Последовательность символов в системе CP-OFDM

Каждый символ содержит набор поднесущих, модулирующий квадратурный сигнал. Количество информации, передаваемой за время, равное длительности одного символа OFDM, равно

$$\eta = \frac{T_{OFDM}}{T_{OFDM} + T_{CP}} \cdot N \cdot \log_2(M), \quad (3.1)$$

где T_{OFDM} – длительность символа OFDM, T_{CP} – длительность циклического префикса, N – количество информационных поднесущих, M – индекс модуляции.

В системе FBMC/OQAM символы перекрываются во временной области. Как было сказано ранее, это необходимо для сохранения скорости передачи, так как один символ FBMC/OQAM содержит в два раза меньше информации, чем OFDM. При этом два последовательных символа перекрываются на половину символа относительно OFDM, но так как длительность символа FBMC/OQAM больше в K раз, то один символ FBMC перекрывается по времени с $2K-1$ другими. Последовательность символов OFDM без циклического префикса и FBMC/OQAM представлена на рисунке 3.12. В каждом последующем символе передача действительных и мнимых частей с четных каналов меняется на нечетные, и наоборот.

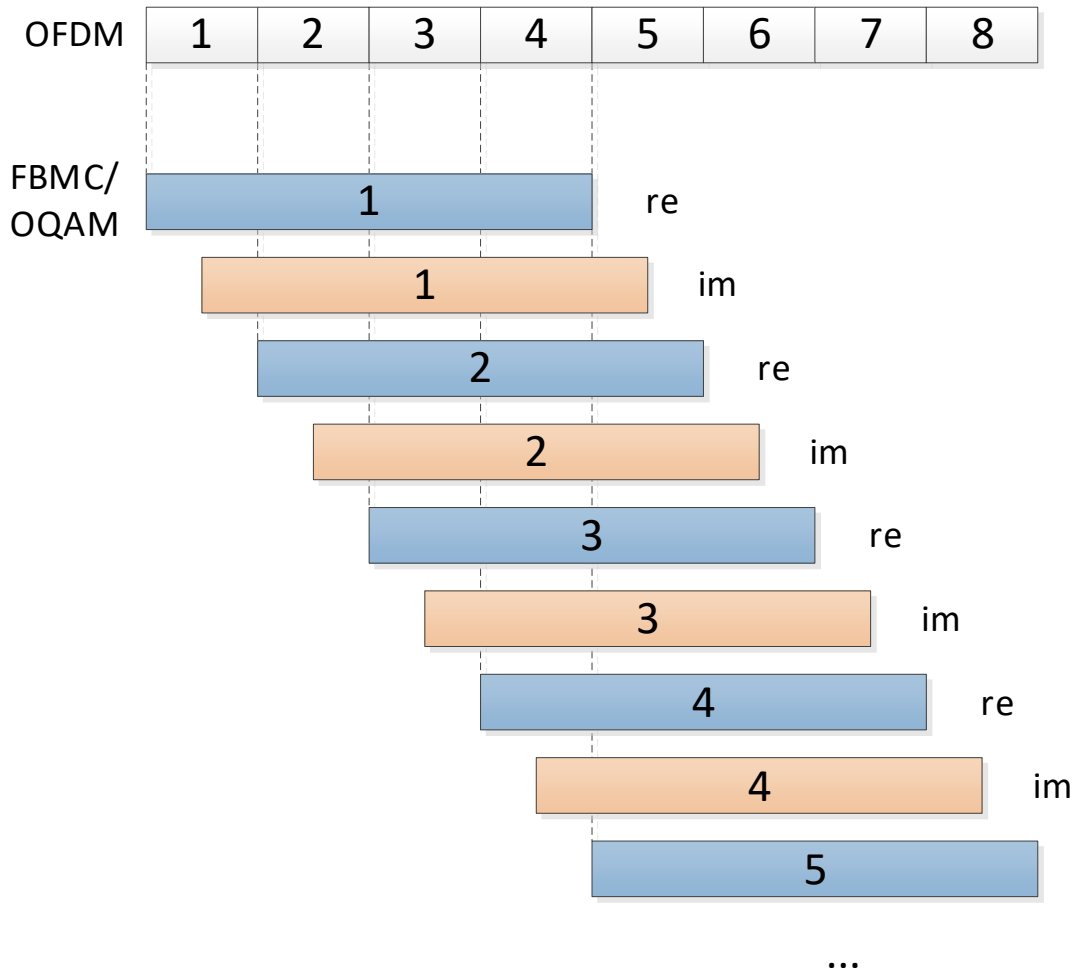


Рисунок 3.12 – Последовательность символов FBMC/OQAM и символов OFDM без циклического префикса

Количество информации, передаваемой в такой последовательности за время, равное длительности одного символа OFDM, при $K = 4$ равно

$$\eta_{FBMC} = \frac{8T_{OFDM}}{4T_{OFDM}} \cdot N \cdot \frac{\log_2(M)}{2} = N \cdot \log_2(M). \quad (3.2)$$

Отношение полученных величин (или коэффициент увеличения спектральной эффективности) равно

$$\frac{N \cdot \log_2(M)}{\frac{T_{OFDM}}{T_{OFDM} + T_{CP}} \cdot N \cdot \log_2(M)} = \frac{T_{OFDM} + T_{CP}}{T_{OFDM}}. \quad (3.3)$$

В системах LTE предусмотрен длинный и короткий циклический префикс[43,47]. Исходные данные приведены в таблице 3.6.

Таблица 3.6 – Длина префикса в системе LTE.

	Короткий префикс (7 символов в слоте)	Длинный префикс (6 символов в слоте)
Длительность символа, мкс	66.7	66.7
Длина префикса, мкс	5.2 (первый символ), 4.69 (остальные символы)	16.67

Выигрыш в спектральной эффективности FBMC/OQAM относительно системы LTE составляет

$$\frac{66.7 + 4.76}{66.7} \approx 1.07 \text{ для короткого префикса и}$$

$$\frac{66.7 + 16.67}{66.7} \approx 1.25 \text{ для длинного префикса.}$$

Таким образом, спектральная эффективность системы FBMC/OQAM выше ныне используемой системы LTE на 7-25% в зависимости от длины циклического префикса. Однако в данном случае не учитывается возможность более плотного расположения пользователей в спектральном ресурсе, поэтому выигрыш в спектральной эффективности на самом деле может быть выше.

3.4.2 Внеполосное излучение

OFDM-символ содержит набор гармонических сигналов с прямоугольным окном, поэтому форма спектра каждой поднесущей описывается функцией $\sin(x)/x$. Что касается системы FBMC/OQAM, то форма спектра в ней полностью зависит от фильтра. В данной работе используется фильтр PHYDYAS, который представлен тремя видами с коэффициентом перекрытия $K = 2, 3, 4$. На следующем рисунке показан спектр символа OFDM и FBMC/OQAM при $N_{FFT} = 16$ и различных K .

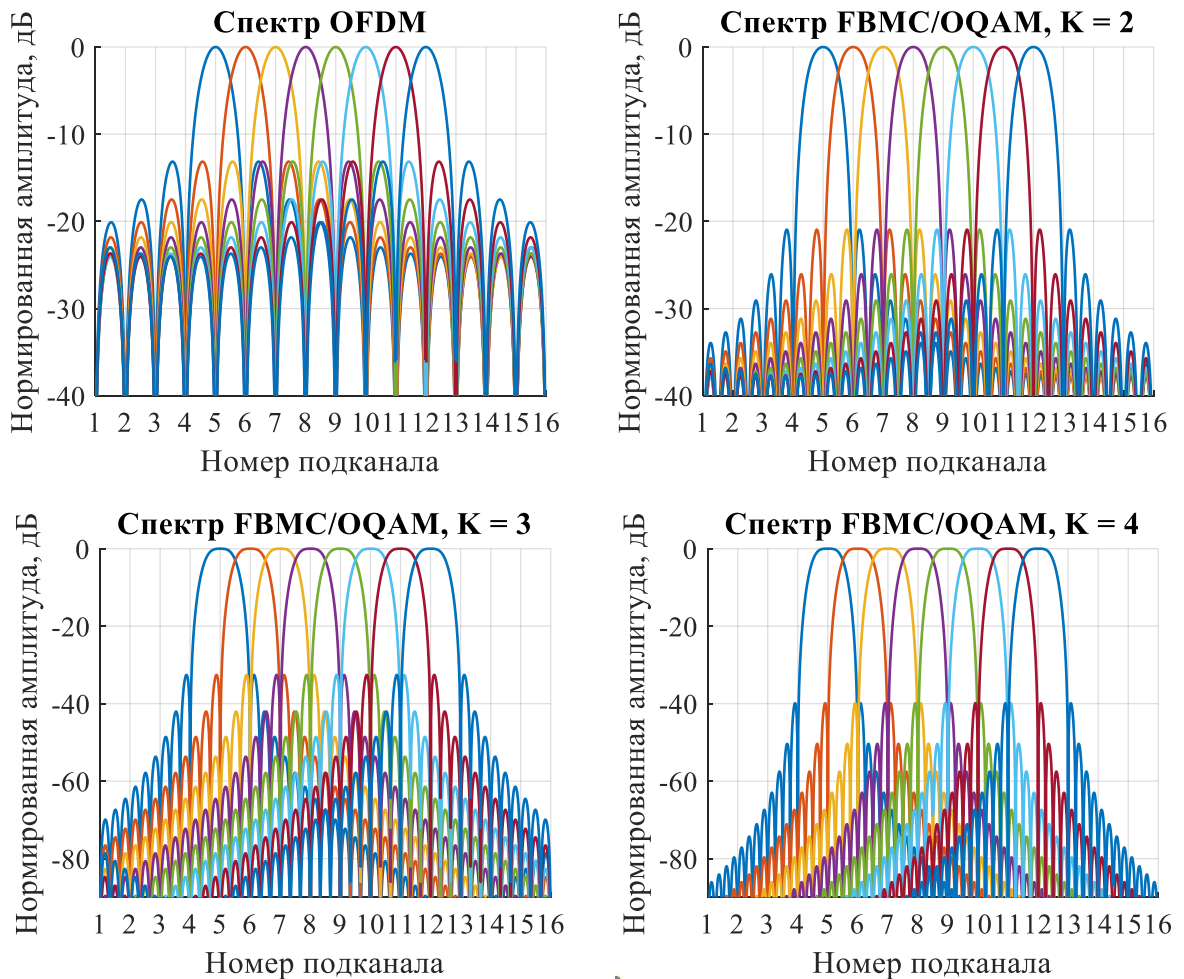


Рисунок 3.13 – Спектр поднесущих, $NFFT = 16$.

Сравнение огибающих представленных спектров показано на рисунке 3.14. В результате моделирования, описанного в предыдущем разделе, получены графики спектральной плотности мощности сигнала FBMC/OQAM в полосе частот 10 МГц. Результат соответствует сигналу FBMC/OQAM в полосе частот 10 МГц для различных значений K при $NFFT = 1024$ и длине защитного интервала в 191 отсчет с каждой стороны (рисунок 3.15). На рисунке 3.16 показана спектральная маска, соответствующая требованиям спецификации LTE ACLR (Adjacent Channel Leakage Ratio, коэффициент утечки в соседний канал)[48] для полосы 10 МГц. Как видно из рисунка, спектр базового OFDM сигнала не удовлетворяет данным требованиям, поэтому на практике применяется дополнительная фильтрация. Система FBMC/OQAM с коэффициентом перекрытия 2 полностью удовлетворяет требованиям системы LTE.

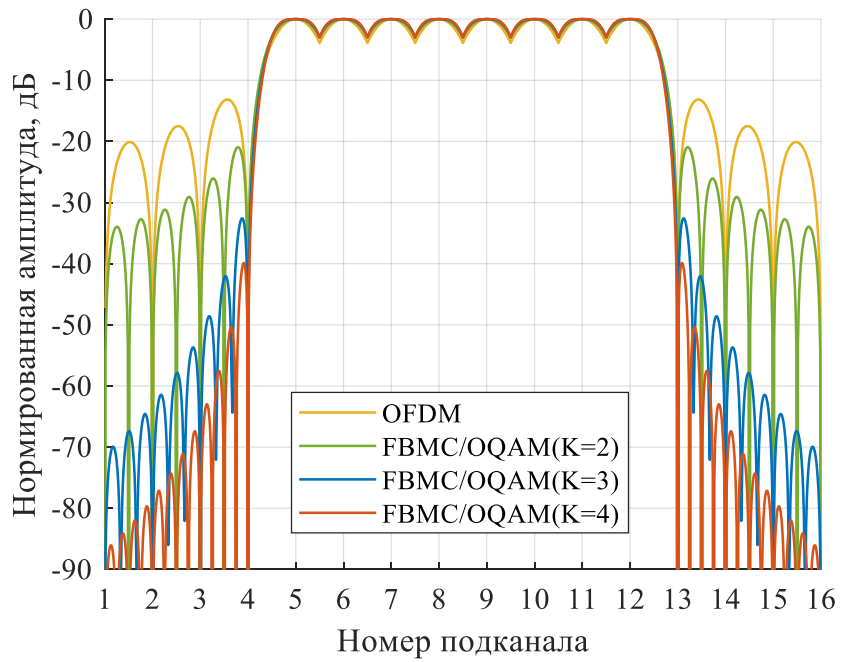


Рисунок 3.14 – Огибающая спектра сигнала OFDM и FBMC/OQAM, NFFT = 16.

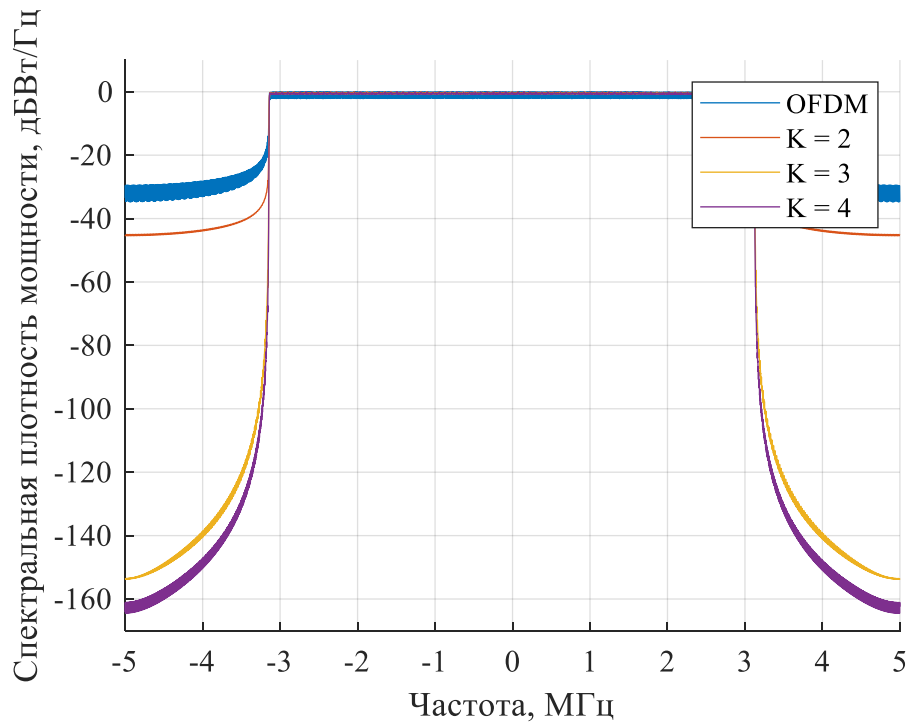


Рисунок 3.15 – Спектральная плотность мощности сигнала FBMC/OQAM в полосе частот 10 МГц.

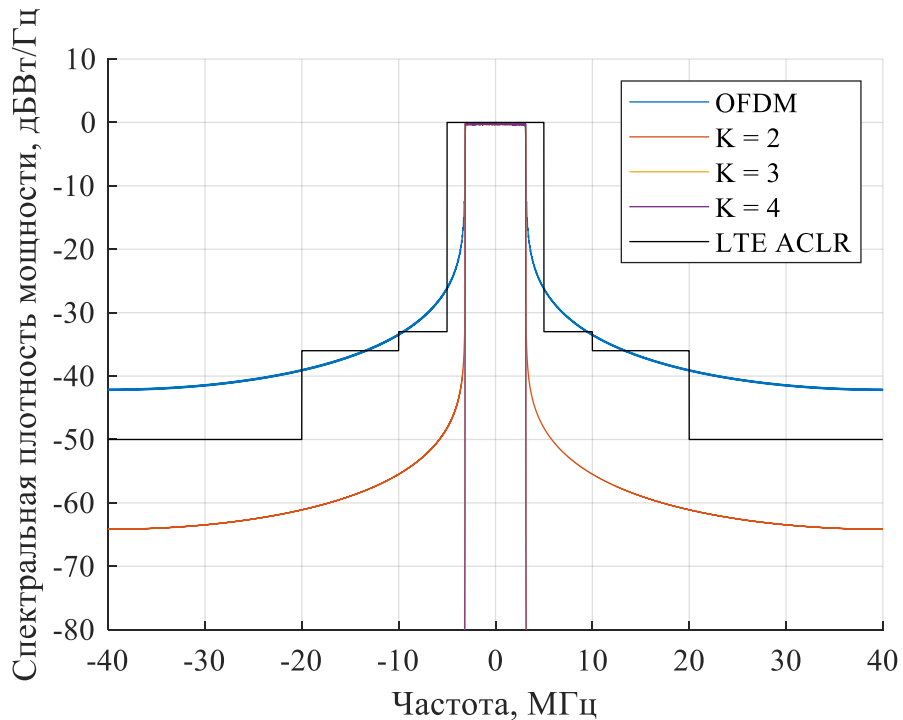


Рисунок 3.16 – Спектральная маска LTE ACLR.

Полученные результаты расчета спектральных характеристик приведены в таблице 3.7.

Таблица 3.7 – Уровень мощности сигнала в спектре OFDM и FBMC/OQAM.

	Максимальный уровень боковых лепестков в спектре	Уровень мощности на границе полосы
OFDM	-13.15 дБ	-29.47 дБ
FBMC/OQAM, K=2	-20.95 дБ	-45 дБ
FBMC/OQAM, K=3	-32.57 дБ	-153.5 дБ
FBMC/OQAM, K=4	-39.87 дБ	-161.1 дБ

Выводы

1. Предложенный в п. 3.2 алгоритм формирования и обработки сигнала FBMC/OQAM позволяет получить в канале для типичной городской среды отношение энергия бита/шум меньше на 2.3 дБ с коэффициентом ошибок 10^{-2} по сравнению с системой CP-OFDM. В канале для пешехода выигрыш в отношении энергия бита/шум составляет 2.2 дБ при коэффициенте ошибок 10^{-2} , 2.6 дБ при коэффициенте ошибок 10^{-4} и 1.3 дБ при коэффициенте ошибок 10^{-6} . В канале, соответствующем движению транспорта, разница в отношении энергия бита/шум составляет 0.4 дБ при коэффициенте ошибок 10^{-2} .

2. Спектральная эффективность системы FBMC/OQAM выше системы LTE на основе CP-OFDM до 7-25% за счет отсутствия циклического префикса. К тому же благодаря низкому уровню внеполосного излучения в системе FBMC/OQAM возможно использование меньших защитных интервалов в выделенной полосе.

3. Максимальный уровень боковых лепестков сигнала FBMC/OQAM ниже, чем в сигнале OFDM на 7.8 дБ для $K = 2$, на 19.4 дБ для $K = 3$ и на 26.7 дБ для $K = 4$. В полосе 10 МГц с количеством используемых поднесущих, равном 641, уровень мощности сигнала на границах полосы составляет -29.47 дБ для OFDM, -45 дБ для FBMC/OQAM при $K=2$, -153.5 дБ при $K=3$ и -161.1 дБ при $K=4$.

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ FBMC/OQAM

4.1 Описание экспериментального стенда

Моделирование системы передачи на основе ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров подтвердило возможность работы в условиях многолучевого распространения и наличия аддитивного белого гауссовского шума. Однако на практике помимо частотной селективности канала и наличия АБГШ на качество передачи влияет множество факторов, в числе которых наибольшее влияние имеют нестабильность опорных генераторов передатчика и приемника, тепловой и фазовый шум, а также эффекты квантования и джиттер. Совокупное влияние данных факторов на качество фильтрации и передачу в целом невозможно предсказать в процессе моделирования, поэтому требуется проведение экспериментального исследования.

Целью экспериментального исследования является подтверждение работоспособности схемы формирования и обработки, разработанной в главе 3, в условиях реального канала распространения радиоволн (РРВ). Для проведения эксперимента был использован стенд, показанный на рисунке 4.1.

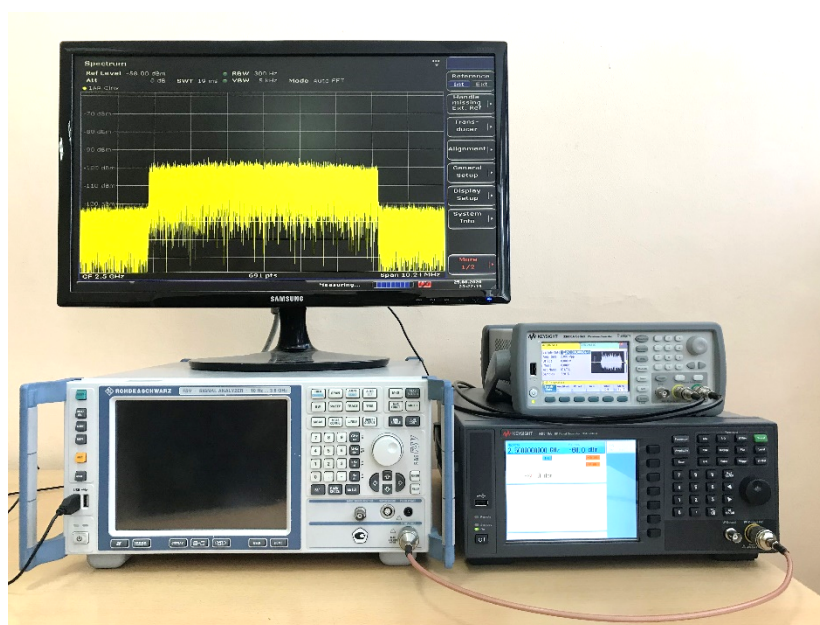


Рисунок 4.1 – Экспериментальный стенд.

Структурная схема экспериментального стенда имеет следующий вид:

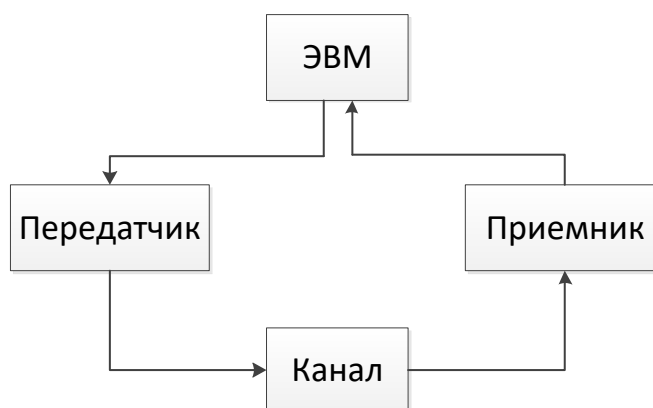


Рисунок 4.2 – Структурная схема экспериментального стенда.

В качестве приемника использовался анализатор спектра Rohde & Schwarz FSV3[91]. Для генерации сигнала использовался генератор сигналов произвольной формы Keysight 33600A[92], для переноса сигнала на несущую – генератор Keysight N9310A. В таблице 4.1 представлены технические характеристики данных приборов.

Таблица 4.1. Характеристики приборов.

Наименование	Технические характеристики
Анализатор спектра Rohde & Schwarz FSV3	<p>Диапазон частот: от 10 Гц до 3,6 ГГц. Полоса анализа сигнала: 40 МГц. Точность воспроизведения частоты: 10^{-6}. Нестабильность частоты в диапазоне температур от 0 °С до 50 °С: 10^{-6}. Средний уровень собственных шумов (DANL): 1 ГГц: –152 дБмВт, –155 дБмВт, 3 ГГц: –150 дБмВт, –153 дБмВт. Точка пересечения по интермодуляционным составляющим третьего порядка (TOI) +13 дБмВт, +16 дБмВт. Фазовый шум на несущей 1 ГГц: –106 дБн, –110 дБн на 1 Гц при отстройке от несущей на 10 кГц, –115 дБн на 1 Гц при отстройке от несущей на 100 кГц, –134 дБн на 1 Гц при отстройке от несущей на 1 МГц.</p>
Генератор сигналов Keysight 33600A	<p>Число каналов: 2. Диапазон частот: от 1 мкГц до 80 МГц (синусоидальный сигнал). Сигналы стандартной формы: Синусоидальный, прямоугольный, пилообразный, импульсный, треугольный, гауссовский шум, псевдослучайная двоичная последовательность, постоянное напряжение</p>

	<p>Сигналы произвольной формы: Сигналы произвольной формы Trueform с секвенсированием, глубина памяти 4 Мвыб на канал.</p> <p>Частота дискретизации: 660 Мвыб/с.</p> <p>Разрядность: 14 бит.</p> <p>Типы модуляции АМ, ЧМ, ФМ, ЧМн, BPSK, ШИМ, Сумма (несущая + модуляция).</p> <p>КНИ: <0,03 %.</p> <p>Джиттер: < 1 пс.</p> <p>Задающий генератор: Кварцевый генератор с термокомпенсацией в стандартной комплектации.</p> <p>Опции и защита: поддержка IQ-сигналов, NISPOМ и защита файлов, высокостабильный термостатированный кварцевый генератор.</p> <p>Интерфейсы: USB, LAN.</p>
Генератор сигналов Keysight N9310A	<p>Частота: от 9 кГц до 3 ГГц.</p> <p>Выходная мощность на частоте 1 ГГц: от -127 дБм до +20 дБм.</p> <p>Фазовый шум на частоте 1 ГГц с отстройкой 20 кГц: < -95 дБн/Гц.</p> <p>Переключение частоты: < 10 мс.</p> <p>Уровень гармоник на частоте 1 ГГц: < -30 дБн.</p> <p>Полоса IQ модуляции: 20 МГц.</p> <p>Негармонические составляющие на частоте 1 ГГц: < -50 дБн.</p> <p>Программное обеспечение: Амплитудная, частотная, фазовая модуляция. Входы аналоговых IQ сигналов. Импульсные сигналы.</p>
Антенны TL-ANT2408CL	<p>Диапазон рабочих частот: 2.4-2.49 ГГц.</p> <p>Коэффициент усиления: 8 дБ.</p> <p>Диаграмма направленности: круговая, в горизонтальной плоскости.</p>

Для синхронизации работы генераторов использовался один опорный сигнал частотой 10 МГц, источником которого являлся генератор Keysight 33600A. Такое подключение позволило добиться стабильной работы передатчика и генерации модулированного сигнала на несущей частоте 2,48 ГГц. В качестве антенн использовались TL-ANT2408CL[93].

4.2 Временная и частотная синхронизация

Системы FBMC/OQAM, как и OFDM, очень чувствительны к качеству синхронизации. Для обеспечения качественного приема сигнала в системах OFDM предусмотрен двухэтапный механизм синхронизации, работающий как во временной, так и в частотной областях [91-105]. Поскольку аппаратная синхронизация передатчика и приемника в процессе проведения эксперимента отсутствовала, для синхронизации приема и обработки сигнала использовалась преамбула, генерируемая перед каждым кадром. Для обеспечения детектирования сигнала среди шумов преамбула должна иметь высокий пик-фактор автокорреляционной функции.

При разработке преамбулы для FBMC/OQAM и OFDM используются разные подходы. Выбор преамбулы OFDM ограничивается лишь формой автокорреляционной функции, так как преамбулы вынесена за пределы информационных символов и не подвержена интерференции. В случае FBMC/OQAM необходимо учитывать накладываемые модуляцией OQAM ограничения. Самым простым в реализации решением является преамбула, формируемая по принципу метода приближения помех (IAM, [74, 76]), о котором было сказано ранее. Преамбула IAM показана на рисунке 4.5.

0	1	0	Данные
0	-1	0	
0	-1	0	
0	1	0	
0	1	0	
0	-1	0	
...			

Рисунок 4.3 – Преамбула IAM.

Суть данного метода заключается в периодическом повторении двух одинаковых символов с положительным и отрицательным знаком. При этом каждая

ячейка частотно-временного ресурса подвергается влиянию верхнего и нижнего символа, поэтому суммарная интерференция при таком расположении обращается в ноль. Данная преамбула может быть применена для частотной синхронизации, однако ее автокорреляционная функция не позволяет проводить синхронизацию по времени. Поэтому в преамбуле были использованы только нечетные подканалы, содержащие псевдослучайную последовательность.

Временная синхронизация

В системах OFDM, как и во многих других цифровых системах связи, используется временная синхронизация корреляционным методом [106,107]. Преамбула, состоящая из двух одинаковых символов, служит триггером для начала обработки кадра. Для этого она содержит псевдослучайную последовательность. Такой сигнал после процесса преобразования Фурье принимает шумоподобный характер и сохраняет автокорреляционные свойства. На рисунке 4.3 представлен модуль нормированной взаимно-корреляционной функции (ВКФ) принимаемого сигнала и преамбулы. Выраженные максимумы ВКФ позволяют синхронизировать прием отдельных кадров.

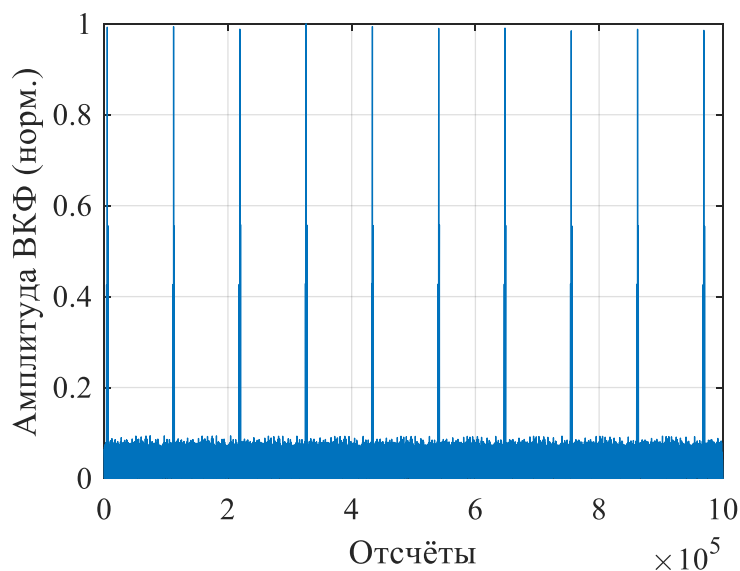


Рисунок 4.4 – ВКФ преамбулы и принимаемого сигнала OFDM.

Частотная синхронизация

Синхронизация в частотном домене необходима для компенсации рассогласования опорных генераторов передатчика и приемника. Разница в частоте

приводит к повороту сигнального созвездия в течение одного символа. Для компенсации данного эффекта применяется алгоритм, описанный в работе [100]. ВКФ между двумя символами в преамбуле SS_{rx}^1 и SS_{rx}^2

$$R_s = xcorr[SS_{rx}^1, SS_{rx}^2]. \quad (4.1)$$

За один период символа OFDM фаза изменяется на угол

$$\Delta\Phi = arctg\left(\frac{\text{Im}[MAX(R_s)]}{\text{Re}[MAX(R_s)]}\right). \quad (4.2)$$

Таким образом, один отсчет OFDM символа имеет следующий набег фазы:

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\Phi}{N_{NFFT} + N_{CP}}. \quad (4.3)$$

Компенсация смещения частоты опорных генераторов осуществляется следующим образом:

$$S_q(n) = S_{rx}(n)e^{i \cdot n \cdot \Delta\varphi}, \quad (4.4)$$

где S_q – сигнал после компенсации, n – индекс отсчета сигнала.

В случае FBMC оценка смещения частоты во временной области не может быть применена, поскольку символы SS_{rx}^1 и SS_{rx}^2 перекрываются по времени. Поэтому расчет коэффициента R_s производится в частотной области после фильтрации и преобразования Фурье:

$$R_s = \frac{1}{N} \sum_{m=1}^M \frac{rs_{rx}^2(m)}{rs_{rx}^1(m)}, \quad (4.5)$$

где rs – информационные символы преамбулы, m – индексы подканалов, M – количество подканалов в преамбуле.

Данные методы, работающие во временной и частотной областях, эквивалентны и демонстрируют одинаковый результат.

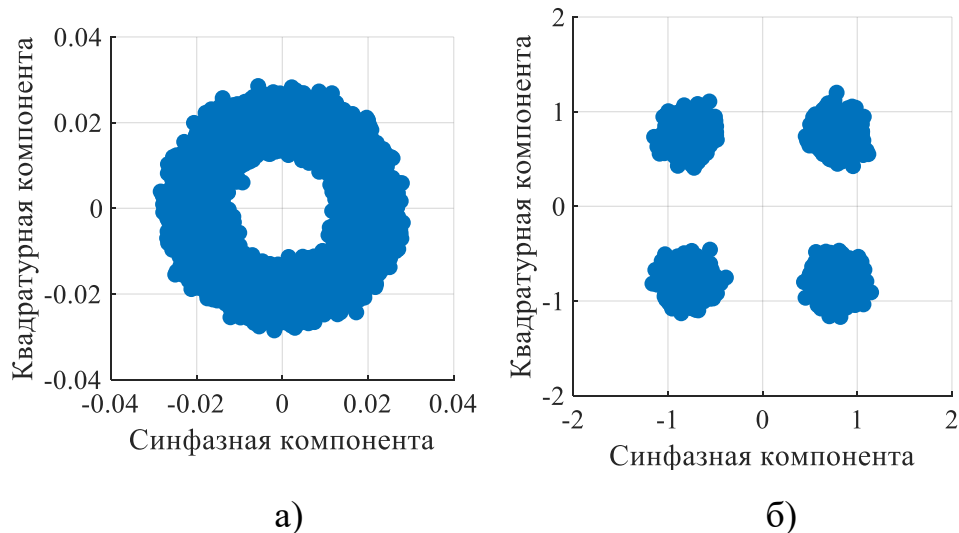


Рисунок 4.5 – Созвездие сигнала после прохождения через канал РРВ:
 а) без компенсации смещения частоты несущей; б) после компенсации смещения частоты несущей и эквалайзирования

4.3 Формирование кадров OFDM и FBMC/OQAM

Кадр OFDM состоял из преамбулы с двумя символами, пятнадцати слотов по 6 символов и одного добавочного символа для полноценной оценки канала в последнем слоте. Длина кадра была выбрана в соответствии с системой LTE. Два символа преамбулы необходимы для обнаружения начала кадра и частотной синхронизации. Каждый слот состоит из шести символов OFDM. В первом символе каждого слота располагался пилотный сигнал, распределенный по подканалам с шагом 8. Изображение кадра в частотно-временной сетке показано на рисунке 4.6. Длина одного символа вместе с преамбулой составляет 1152 отсчёта. Таким образом, количество отсчётов в одном кадре составляет

$$N = (N_{SS} + N_{SL} * 6 + 1) \cdot (N_{OFDM} + N_{CP}) = 107136, \quad (4.6)$$

где N_{SS} – количество символов в преамбуле, N_{SL} – количество слотов в кадре, N_{OFDM} – длина символа OFDM, N_{CP} – длина циклического префикса.

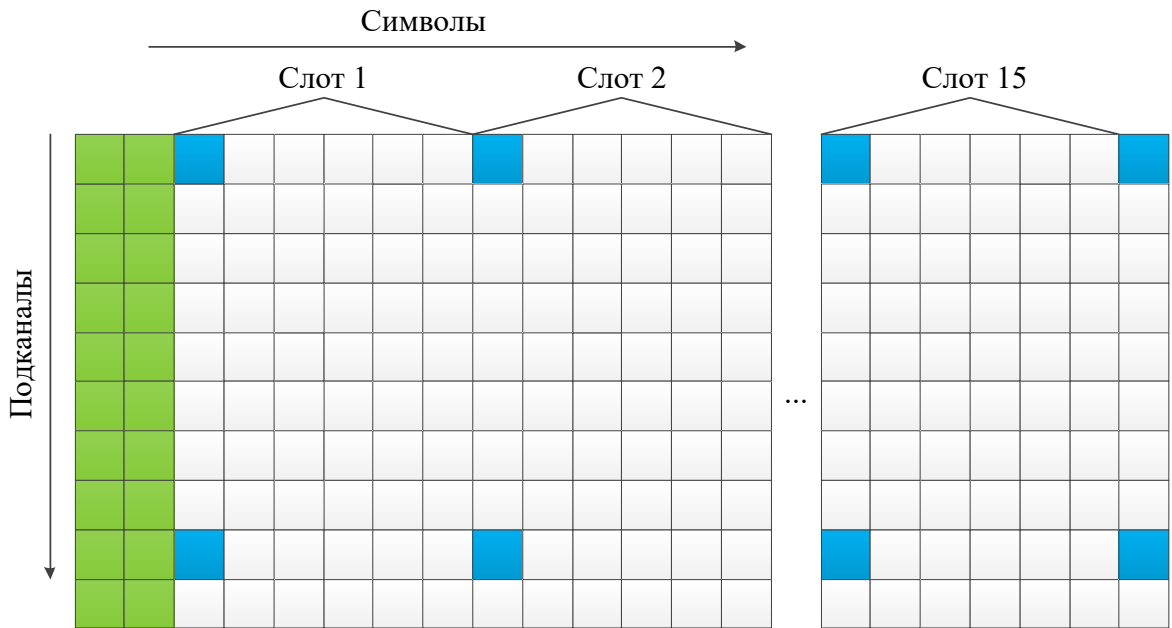


Рисунок 4.6 – Структура кадра OFDM. Зеленая ячейка – символ преамбулы, белая – символ с данными, синяя – пилотный символ.

Кадр FBMC/OQAM представлен на рисунке 4.7. В свою очередь он состоит из двух символов преамбулы, пятнадцати слотов по 12 символов в каждом, а также двух символов после. Количество отсчётов в кадре составляет

$$N = (2N_{SS} + N_{SL} * 12 + 2) \cdot \frac{N_{OFDM}}{2} + (2K - 1) \cdot \frac{N_{OFDM}}{2} = 98816. \quad (4.7)$$

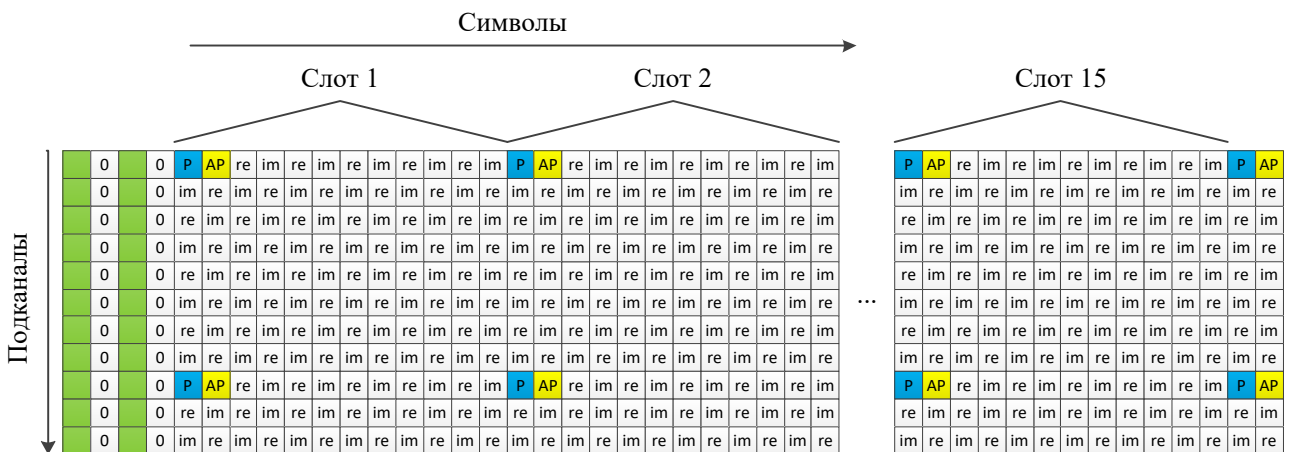


Рисунок 4.7 – Структура кадра FBMC/OQAM. Зеленая ячейка – символ преамбулы, серая – защитный интервал между преамбулой и кадром, re/im – символ с данными, синяя – пилотный символ, желтая – дополнительный пилот.

Наличие переходных зон в начале и конце кадра FBMC/OQAM ведет к снижению скорости передачи. Поэтому есть предельное количество слотов в кадре,

при котором скорость передачи FBMC/OQAM будет превосходить OFDM. Для оценки этого параметра необходимо приравнять выражения 4.6 и 4.7:

$$\begin{aligned} & (N_{SS} + N_{SL} * 6 + 1) \cdot (N_{OFDM} + N_{CP}) = \\ & = (2N_{SS} + N_{SL} * 12 + 2) \cdot \frac{N_{OFDM}}{2} + (2K - 1) \cdot \frac{N_{OFDM}}{2} \end{aligned} \quad (4.8)$$

При $N_{SS} = 2$, $N_{OFDM} = 1024$ и $N_{CP} = 128$ значение $N_{SL} = 4.17$ (рисунок 4.8).

Таким образом, при заданных параметрах количество слотов в кадре должно быть больше 5 для сохранения превосходства FBMC/OQAM в скорости передачи.

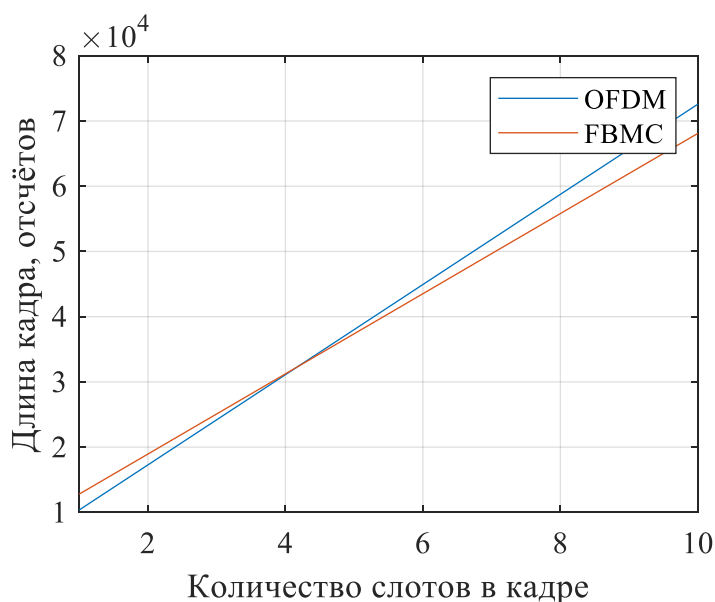


Рисунок 4.8 – Зависимость длины кадра OFDM и FBMC/OQAM от количества слотов в кадре.

4.4 Параметры передаваемого сигнала

В процессе проведения эксперимента параметры сигналов были аналогичны параметрам при моделировании. Однако в первом случае отсутствовал механизм синхронизации, поэтому символы передавались последовательно, без группирования в кадры. В эксперименте кадр OFDM и FBMC/OQAM загружался

в генератор Keysight 33600A по интерфейсу USB. Параметры формируемых сигналов OFDM и FBMC/OQAM при проведении эксперимента сведены в таблицу 4.2.

Таблица 4.2. Параметры сигналов.

Параметр	FBMC	OFDM
Количество точек преобразования Фурье	1024	1024
Полоса сигнала	10.24 МГц	10.24 МГц
Тип манипуляции	OQAM-4	QAM-4
Циклический префикс	-	128 отсчетов
Коэффициент перекрытия	4	-
Длительность символа, отсчетов	4096	1152
Шаг расположения пилотов по частоте (поднесущие)	8	8
Шаг расположения пилотов по времени (символы)	12	6
Количество информационных поднесущих (общее), из них пилотных поднесущих	641, пилотных 81	641, пилотных 81
Количество бит в кадре	120750	120750
Длительность кадра, мс	9.7	10.2

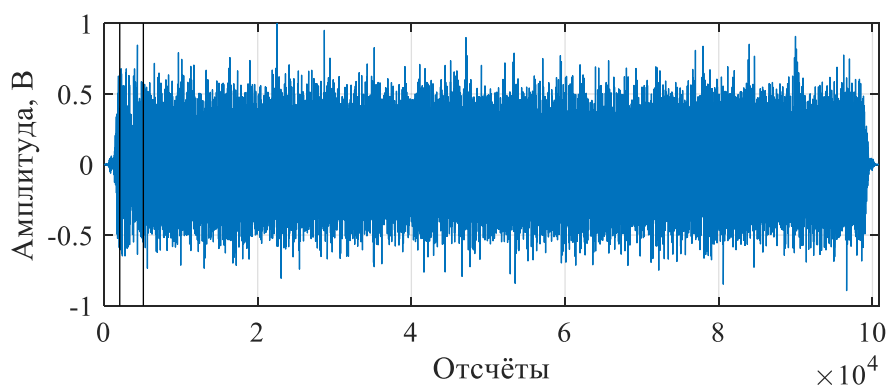


Рисунок 4.9 – Кадр FBMC/OQAM. Линиями выделена область перекрытия преамбулы и информационных символов.

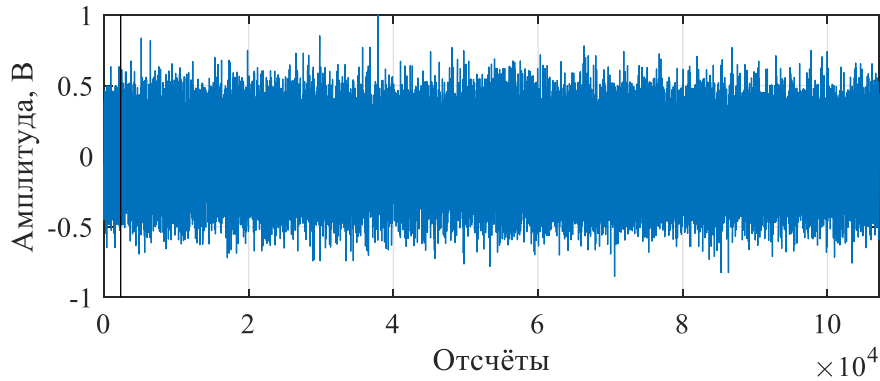


Рисунок 4.10 – Кадр OFDM. Линией показана граница между преамбулой и информационными символами.

4.5 Оценка канала в кадре

В процессе проведения экспериментального исследования для оценки канала использовались пилотные символы, расположенные в первом символе каждого слота. Для оценки канала был использован метод Zero Forcing, а также линейная интерполяция. Оценка канала проводилась в три этапа.

1. Оценка канала в пилотных ячейках методом Zero Forcing. На данном этапе создается нулевой вектор канальных коэффициентов для пилотных символов каждого слота. После этого вычисляется канальный коэффициент в ячейках, которые содержат пилотный символ ($H_{1,1}, H_{1,9}, \dots$):

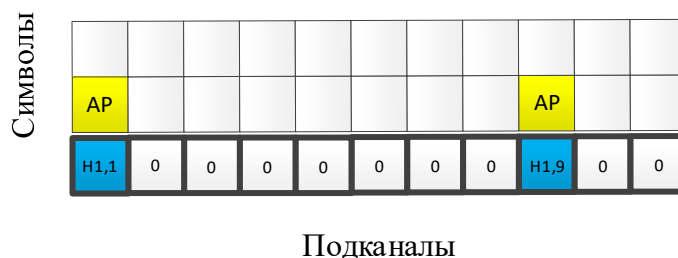


Рисунок 4.11 – Оценка канальных коэффициентов методом Zero Forcing.

2. Линейная интерполяция канальных коэффициентов в пилотных символах каждого слота ($H_{1,2} \dots H_{1,8}, H_{1,10} \dots H_{1,17}$ и тд.).

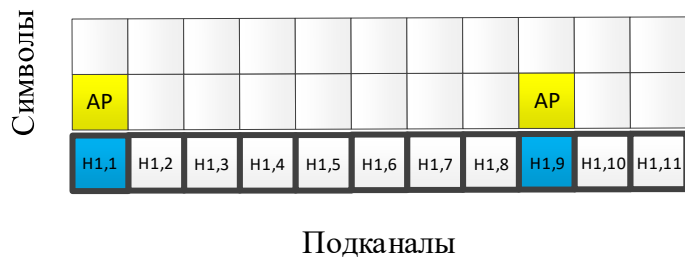


Рисунок 4.12 – Расчёт вектора канальных коэффициентов на основе интерполяции по пилотным ячейкам.

3. Линейная интерполяция канальных коэффициентов в каждой ячейке частотно-временной сетки. Полученная в результате вычислений канальная матрица подается на эквалайзер и применяется ко всему кадру.

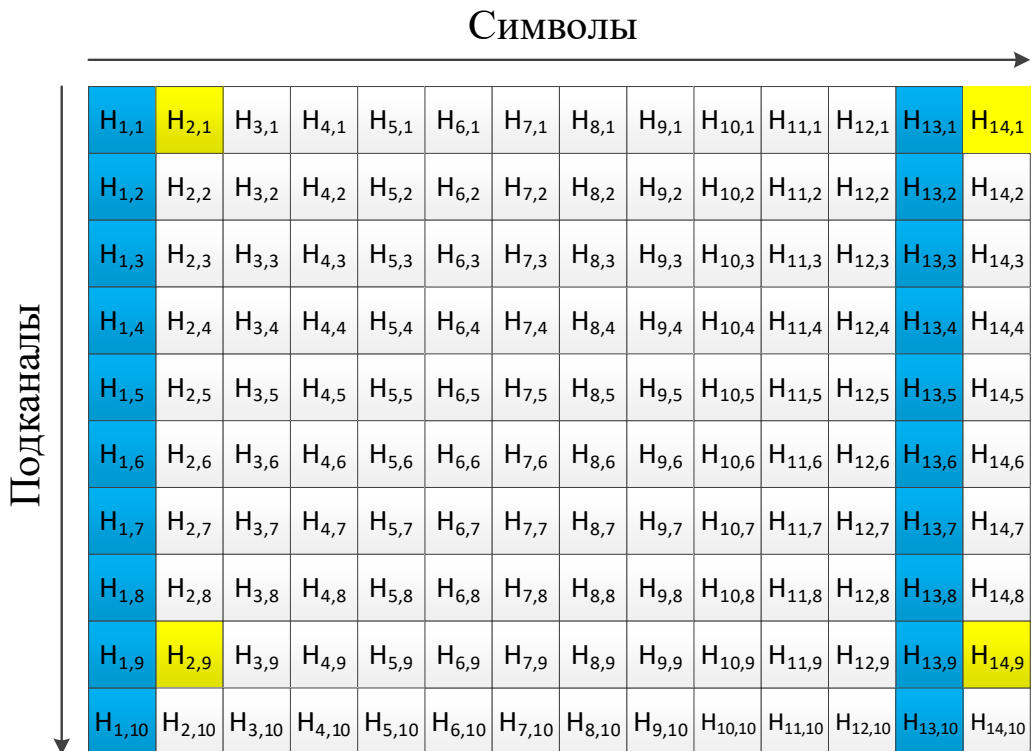


Рисунок 4.13– Расчёт канальной матрицы на основе интерполяции по пилотным символам в кадре.

4.6 Передача данных в беспроводном канале

Эксперимент проводился в стенах радиотехнического корпуса Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Измерения были проведены в трех различных сценариях: передача в пределах одной аудитории (канал №1), передача в соседнюю аудиторию при отсутствии прямой видимости (канал №2), передача в коридоре корпуса (канал №3). Трассы перечисленных радиоканалов представлена на следующих рисунках.

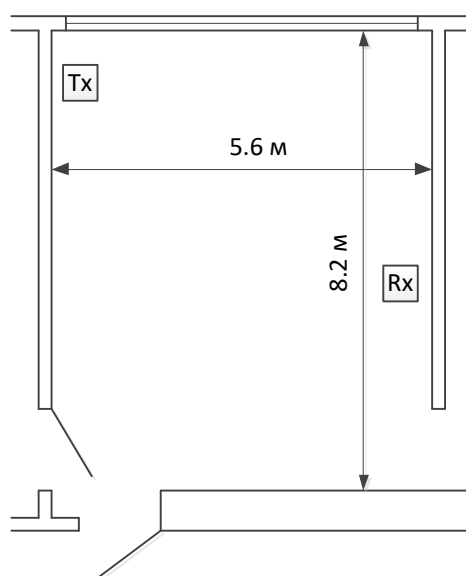


Рисунок 4.14 – Трасса канала №1. Tx – передатчик, Rx – приемник.

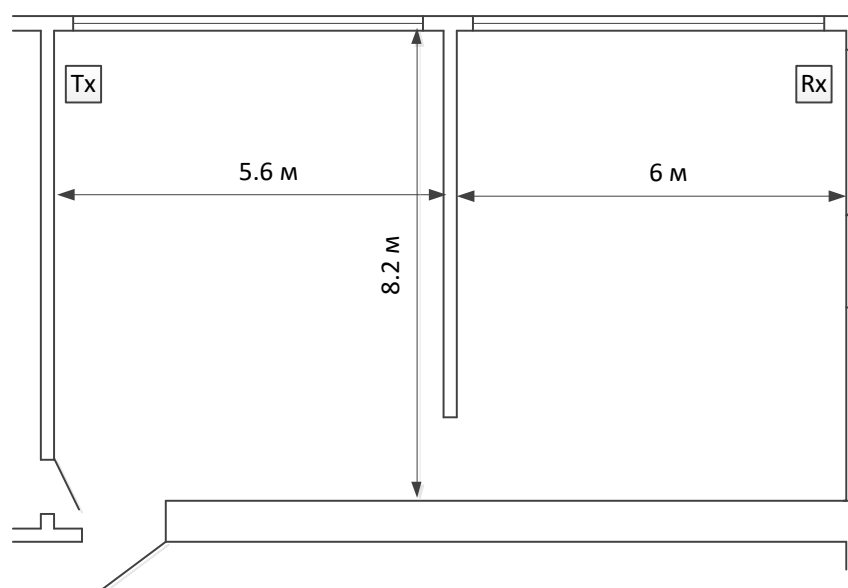


Рисунок 4.15 – Трасса канала №2. Tx – передатчик, Rx – приемник.

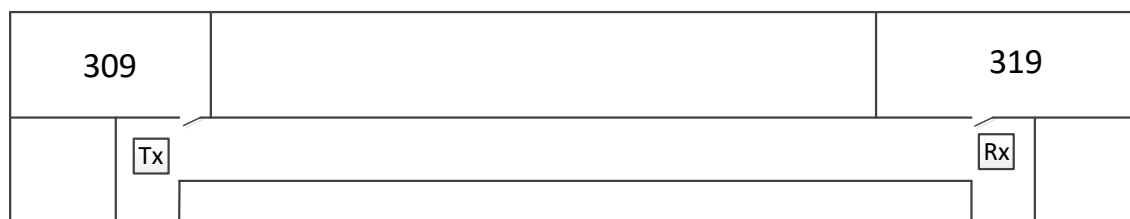


Рисунок 4.16 – Трасса канала №3. Tx – передатчик, Rx – приемник.

Расстояние между передатчиком и приемником ≈ 30 м.

Для получения зависимостей коэффициента битовых ошибок от отношения сигнал/шум на передатчике изменялся уровень выходной мощности с шагом 1 дБм. Для каждого сценария уровень выбирался таким образом, чтобы обеспечить коэффициент ошибок после приема и обработки сигнала в диапазоне $0.5 \cdot 10^{-5}$.

4.7 Обработка результатов

Данные, полученные с анализатора спектра, сохранялись в памяти компьютера в виде файлов I и Q. Затем эти файлы были загружены в среду Матлаб, где выполнялась покадровая обработка данных. Обработка проводилась в соответствии с алгоритмом, представленном в п. 3.2. Последовательность обработки выглядит следующим образом:

1. Обнаружение начала кадра с помощью корреляционной обработки по преамбуле и выделение одного кадра из потока.
2. Оценка рассогласования опорных генераторов передатчика и приемника.
3. Компенсация рассогласования опорных генераторов передатчика и приемника в кадре.
4. Выделение информационных символов в кадре.
5. Фильтрация.
6. Быстрое преобразование Фурье.
7. Оценка канала.

8. Эквалайзирование.
9. Демодуляция OQAM.
10. Декодирование синфазной и квадратурной составляющей.
11. Оценка коэффициента битовых ошибок.

На следующих рисунках показана нормированная оценка канала для каждого сценария.

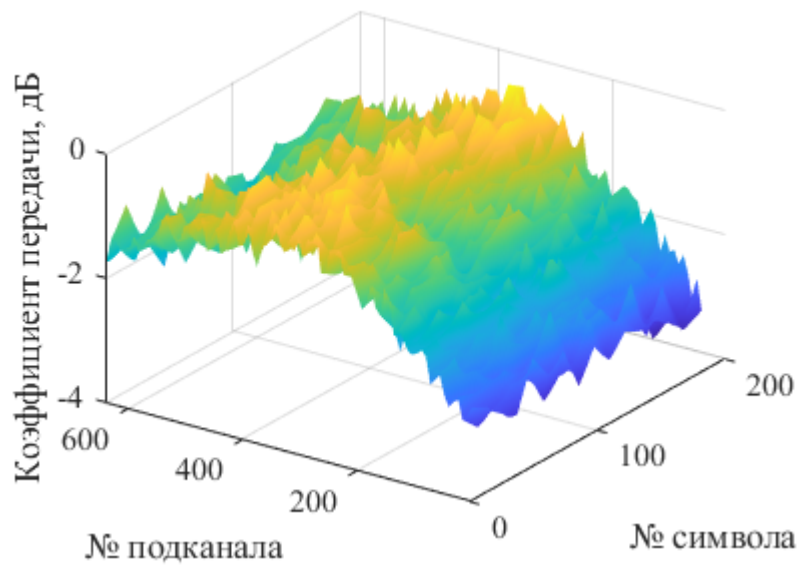


Рисунок 4.17 – Модуль канальной матрицы канала №1.

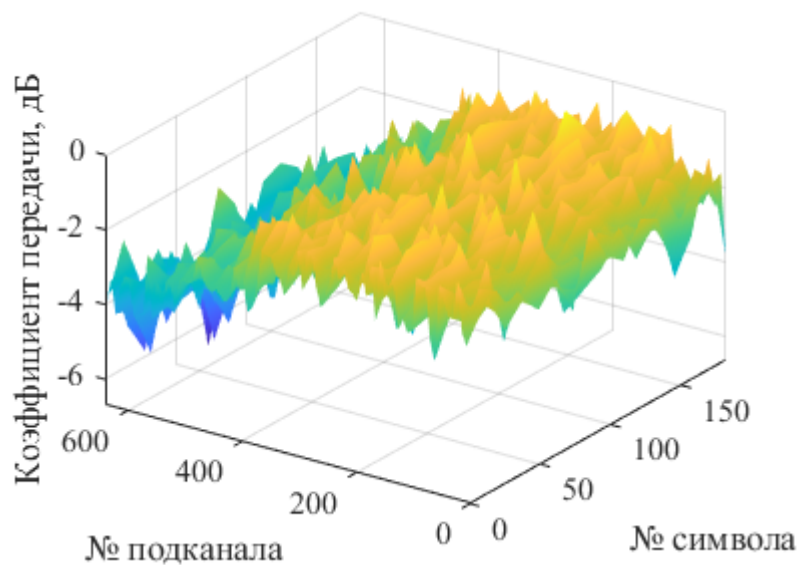


Рисунок 4.18 – Модуль канальной матрицы канала №2.

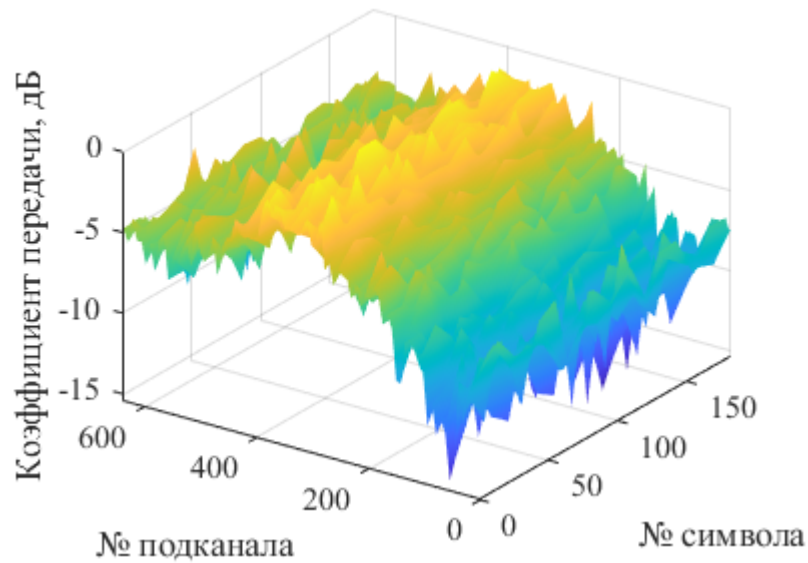


Рисунок 4.19 – Модуль канальной матрицы канала №3.

Для построения зависимости коэффициента ошибок от отношения энергии бита/шум сначала было рассчитано отношение сигнал/шум. Оно рассчитывается в следующем виде:

$$SNR = \frac{\sum_{n=1}^N x_n^2}{N} / \frac{\sum_{n=1}^N (x_n - y_n)^2}{N} = \frac{\sum_{n=1}^N x_n^2}{\sum_{n=1}^N (x_n - y_n)^2}, \quad (4.9)$$

где x_n и y_n – переданные и эквалайзированные символы, а N – общее число символов. Отношение энергии бита, приходящейся на один бит информации в символе, к мощности шума равно

$$Eb / N_0 = SNR - 10 \lg(\log_2(M)) + 10 \lg_{10}(NFFT / N_{sym}), \quad (4.10)$$

где SNR – отношение сигнал/шум, M – индекс модуляции (количество точек в созвездии), N_{sym} – количество информационных поднесущих, $NFFT$ – размерность преобразования Фурье.

Полученные в результате эксперимента зависимости коэффициента ошибок от отношения энергия бита/шум показаны на следующем рисунке.

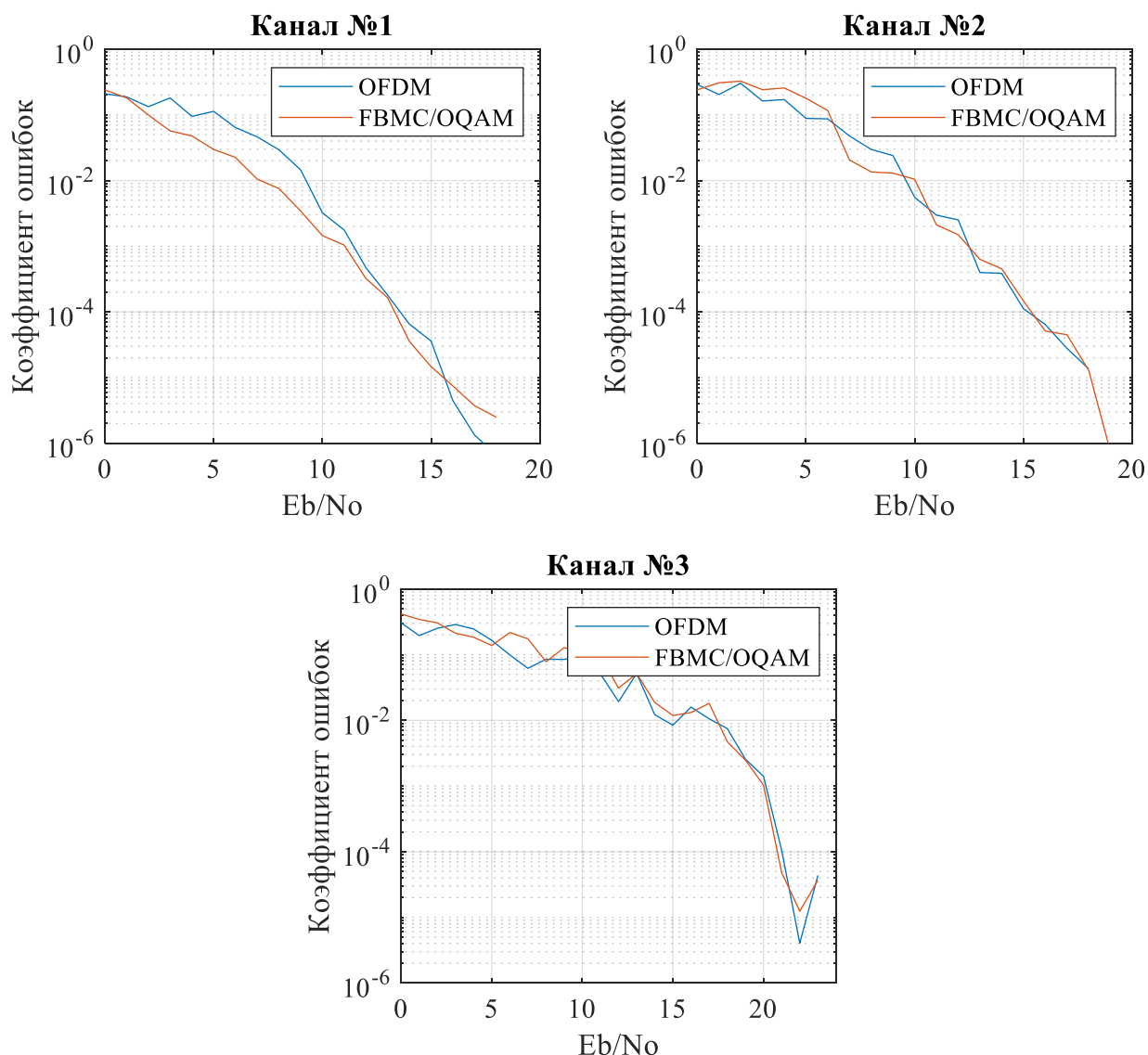


Рисунок 4.20 – Зависимость коэффициента ошибок от отношения энергии, приходящейся на бит информации, к мощности шума.

Выводы

1. Системы FBMC/OQAM, как и системы OFDM, чувствительны к качеству временной и частотной синхронизации. Поэтому для корректной работы таких систем требуется применение специальной преамбулы перед каждым кадром (или группой кадров). Кадр FBMC/OQAM с обеих сторон имеет переходную зону, поэтому снижение длины кадра ухудшает спектральную эффективность. Если преамбула включает два символа, а количество символов в слоте равно 6, количество слотов в кадре должно быть больше четырех. При таких условиях

спектральная эффективность системы FBMC/OQAM будет выше, чем системы OFDM. Поскольку спектральная эффективность линейно растет с увеличением кадра, целесообразно использовать длинные кадры при передаче.

2. Рассмотренные в эксперименте сценарии имеют различные характеристики канала распространения радиоволн. Первый канал характеризуется небольшой флуктуацией амплитуды в пределах 3 дБ. Во втором канале передаточная характеристика имеет неглубокие провалы до -6 дБ. Третий канал наглядно демонстрирует частотную селективность и имеет провалы до -15 дБ. При этом экспериментальное исследование показало, что покадровая передача FBMC/OQAM с заданными параметрами может обеспечить коэффициент ошибок 10^{-4} при отношениях энергии, приходящейся на бит информации, к мощности шума, равных 13.4 дБ для первого канала, 15.3 дБ для второго канала и 20.9 дБ с погрешностью около 1 дБ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Диссертация посвящена методу ортогонального частотного мультиплексирования на основе применения банка цифровых фильтров. Актуальность данного направления подтверждается множеством исследований и публикации как научно-исследовательских институтов, так и мировых производителей оборудования 4G и 5G в данной области.

В диссертации представлен развернутый литературный обзор по данной тематике, включающий работы зарубежных и отечественных авторов. Рассмотрено большое количество актуальных авторских работ на английском языке. В обзоре изложены история развития и основы технологии. Поскольку принцип работы FBMC/OQAM базируется на OFDM, в работе приведены сравнения с данной технологией. Описаны сложности построения системы связи на основе FBMC/OQAM. Показано, что применение полифазных методов обработки позволяет существенно снизить вычислительную нагрузку.

Серьезной проблемой реализации системы на основе FBMC/OQAM является межсимвольная интерференция, которая усложняет проектирование таких функциональных блоков как оценка канала и эквалайзирование. В работе продемонстрированы проблемы, связанные с возникновением межсимвольной интерференции, а также показаны методы их устранения.

Было показано, что спектральная эффективность систем связи на основе FBMC/OQAM может быть выше системы LTE на 7-25% за счет удаления защитного интервала в виде циклического префикса. Существенное снижение уровня внеполосного излучения системы FBMC/OQAM позволит сократить защитные полосы в спектре, что также может увеличить спектральную эффективность. Внеполосное излучение зависит от коэффициента перекрытия, который прямо пропорционален длине фильтра.

Проведенное моделирование продемонстрировало работоспособность системы FBMC/OQAM в многолучевом канале. Полученные в результате моделирования данные показали, что FBMC/OQAM имеет более высокую помехоустойчивость, чем OFDM. Выигрыш составляет 0.4-2.3 дБ при различных условиях и уровнях коэффициента ошибок.

Экспериментальное исследование подтвердило возможность работы системы FBMC/OQAM в условиях реального канала распространения радиоволн. Методы оценки канала, призванные устранить влияние межсимвольной интерференции, позволяют корректно оценивать состояние канала и демонстрируют такую же помехоустойчивость, что и OFDM. В процессе выбора длины кадра было показано, что выигрыш в спектральной эффективности зависит от количества символов в кадре, так как группа символов FBMC/OQAM имеет переходную зону с обеих сторон.

Метод ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров имеет ряд преимуществ перед ныне используемой технологией OFDM и может быть применен в широкополосных системах связи будущих поколений. Проблемы реализации данного метода в основном связаны с высокой вычислительной сложностью.

СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ АВТОРОМ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

В изданиях, рекомендованных ВАК:

1. Абенев Р. Р. и др. Исследование методов эквалайзирования для систем связи с использованием OFDM-сигналов // Вестник СибГУТИ. – 2013. – №. 1. – С. 50-56.
2. Абенев Р. Р. и др. Проблемы оценки канала в системе с частотным мультиплексированием с использованием банка фильтров // Вестник СибГУТИ. – 2018. – №. 1. – С. 72-78.
3. Покаместов Д.А., Демидов А.Я., Крюков Я.В., Рогожников Е.В., Абенев Р.Р. Формирование и обработка сигналов множественного доступа с разреженным кодом // Электросвязь. – 2016. № 10. С. 56-61.
4. Покаместов Д.А. и др. Концепция физического уровня систем связи пятого поколения // ИЗВЕСТИЯ ВУЗОВ. РАДИОЭЛЕКТРОНИКА. – 2017. – Т. 60. – №. 7.
5. Я. В. Крюков, А. Я. Демидов, Д. А. Покаместов, Е. В. Рогожников, Р. Р. Абенев Метод множественного доступа с разделением каналов по мощности // Омский научный вестник № 6 (162) 2018. С. 184-188.

В сборниках трудов конференций Web of Science, Scopus:

6. Abenov R. R. et al. FBMC/OQAM Equalization Scheme with Linear Interpolation // 2019 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – IEEE, 2019. – С. 0130-0133.

Коллективные монографии:

7. Цифровая обработка сигналов в беспроводных широкополосных системах. Ворошилин Е.П., Рогожников Е.В., Вершинин А.С., Чигринец В.А., Долгих Д.А., Абенев Р.Р., Гельцер А.А., Коротков Д.А., Лобанов Н.А., Майков Д.Ю. Томск: В-Спектр, 2012. – 244 с. ISBN 978-5-91191-273-4.
8. Алгоритмы обработки и преобразования сигналов в системе «Мобильный WiMax». Ворошилин Е.П., Рогожников Е.В., Вершинин А.С. Демидов А.Я.,

Каратаева Н.А., Коротков Д.А., Лобанов Н.А., Майков Д.Ю., Абенов Р.Р. – Томск: В-Спектр, 2012. – 172 с. ISBN 978-5-91191-274-1.

В сборниках трудов международных конференций:

9. Абенов Р.Р., Рогожников Е.В. Способы эквалайзирования для систем широкополосного беспроводного доступа диапазона (2.4 – 2.7) ГГц. – Электронные средства и системы управления: Материалы докладов Международной научно-практической конференции (8-10 ноября 2012 г.): В 2ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2012. – 208 с.

10. И. Сагиева, аспирант каф. ТУ, Р.Р. Абенов, аспирант каф. ТОР, ТУСУР. Метод передачи данных на множестве поднесущих с использованием банка фильтров (FBMC) // XII Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», 16-18 ноября 2016г., г. Томск.

В сборниках трудов всероссийских конференций:

11. И. Сагиева, магистрант каф. ТОР, Д. Ыканов, магистрант каф. ТОР, Р.Р. Абенов, аспирант каф. ТОР, ТУСУР. Моделирование FBMC в SystemVue // Научная сессия ТУСУР – 2016 Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2016»

12. Т.Е. Жукембаева, магистрант каф. ТОР, Р.Р. Абенов, аспирант каф. ТОР, ТУСУР. Перспективы применения модуляции OFDM/OQAM в системах связи // Научная сессия ТУСУР – 2016 Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2016»

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

AP – Auxiliary Pilot, метод с дополнительным пилотом

CDMA – Code Division Multiple Access, множественный доступ с кодовым разделением каналов

CMT – Cosine-Modulated Multi-Tone, косинус-модулированный многочастотный сигнал

DVB – Digital Video Broadcasting, цифровое видеовещание, семейство стандартов цифрового телевидения

FBMC – Filter Bank MultiCarrier, многочастотная передача с использованием банка фильтров

FMT – Filtered Multi-Tone, многочастотный фильтрованный сигнал

GSM – Global System for Mobile Communications, глобальный стандарт цифровой мобильной связи

IAM – Interference Approximation Method, Метод приближения помех

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers, Институт инженеров электротехники и электроники

IOTA – Isotropic Orthogonal Transform Algorithm, Алгоритм изотропного ортогонального преобразования

MIMO – Multiple-Input Multiple-Output, пространственное кодирование с использованием множества передающих и приемных антенн

OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing, ортогональное частотное мультиплексирование

OFDMA – Orthogonal Frequency Division Multiple Access, множественный доступ на основе ортогонального частотного мультиплексирования

OQAM – Offset Quadrature Amplitude Modulation, квадратурная амплитудная манипуляция со смещением

POP – Pairs of Pilot, метод пары пилотов

QAM – Quadrature Amplitude Modulation, квадратурная амплитудная модуляция

UMTS – Universal Mobile Telecommunications System, универсальная мобильная телекоммуникационная система, стандарт мобильной связи

ZF – Zero-Forcing, метод обнуления

АБГШ – аддитивный белый гауссовский шум

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

БПФ – быстрое преобразование Фурье

ОБПФ – обратное быстрое преобразование Фурье

ФЧХ – фазо-частотная характеристика

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Weinstein S. B. The history of orthogonal frequency-division multiplexing [History of Communications] //IEEE Communications Magazine. – 2009. – Т. 47. – №. 11. – С. 26-35.
2. Chang R. W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission //Bell System Technical Journal. – 1966. – Т. 45. – №. 10. – С. 1775-1796.
3. Saltzberg B. Performance of an efficient parallel data transmission system //IEEE Transactions on Communication Technology. – 1967. – Т. 15. – №. 6. – С. 805-811.
4. M. S. Zimmerman and A. L. Kirsch, “The AN/GSC-10 (KATHRYN) Variable Rate Data Modem for HF Radio,” IEEE Trans. Commun. Tech., vol. COM-15, no. 2, Apr. 1967; see also Bellow’s earlier but less complete introduction to KATHRYN in vol. COM-13, no. 9, Sept. 1965.
5. J. Cooley and J. Tukey, “An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series,” Math. Comp., vol. 19, 1965, pp. 297–301.
6. Welch P. The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: a method based on time averaging over short, modified periodograms //IEEE Transactions on audio and electroacoustics. – 1967. – Т. 15. – №. 2. – С. 70-73.
7. Bergland G. D. A guided tour of the fast Fourier transform //IEEE spectrum. – 1969. – Т. 6. – №. 7. – С. 41-52.
8. Brigham E. O., Morrow R. E. The fast Fourier transform //IEEE spectrum. – 1967. – Т. 4. – №. 12. – С. 63-70.
9. Pollard J. M. The fast Fourier transform in a finite field //Mathematics of computation. – 1971. – Т. 25. – №. 114. – С. 365-374.
10. Cooley J. W., Lewis P. A. W., Welch P. D. The fast Fourier transform and its applications //IEEE Transactions on Education. – 1969. – Т. 12. – №. 1. – С. 27-34.

11. Sorensen H. V. et al. Real-valued fast Fourier transform algorithms //IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing. – 1987. – Т. 35. – №. 6. – С. 849-863.
12. Витязев В. В., Овинников А. А. Методы анализа/синтеза сигналов в системах беспроводной связи со многими несущими //Электросвязь. – 2013. – №. 9. – С. 28-32.
13. Farhang-Boroujeny B. Signal processing techniques for software radios. – Morrisville, NC : Lulu publishing house, 2008.
14. Farhang-Boroujeny B. OFDM versus filter bank multicarrier //IEEE signal processing magazine. – 2011. – Т. 28. – №. 3. – С. 92-112.
15. Rodrigues M. R. D., Darwazeh I. Fast OFDM: A proposal for doubling the data rate of OFDM schemes. – 2002.
16. Zhang H., Lv H., Li P. Spectral Efficiency Analysis of Filter Bank Multi-Carrier (FBMC)-Based 5G Networks with Estimated Channel State Information (CSI) //Towards 5G Wireless Networks: A Physical Layer Perspective. – 2016. – С. 49.
17. Viholainen A., Bellanger M., Huchard M. PHYDAS-PHYsical layer for Dynamic AccesS and cognitive radio //Report D5. – 2009. – Т. 1.
18. Wiesel A., Eldar Y. C., Shamai S. Zero-Forcing Precoding and Generalized Inverses //IEEE Trans. Signal Processing. – 2008. – Т. 56. – №. 9. – С. 4409-4418.
19. Zakaria R., Le Ruyet D. A novel filter-bank multicarrier scheme to mitigate the intrinsic interference: Application to MIMO systems //IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2012. – Т. 11. – №. 3. – С. 1112-1123.
20. Brigham E. O., Brigham E. O. The fast Fourier transform and its applications. – Englewood Cliffs, NJ : prentice Hall, 1988. – Т. 448.
21. Salz J., Weinstein S. B. Fourier transform communication system //Proceedings of the first ACM symposium on Problems in the optimization of data communications systems. – ACM, 1969. – С. 99-128.
22. Van Loan C. Computational frameworks for the fast Fourier transform. – Siam, 1992. – Т. 10.

23. Goodman J. J., Draine B. T., Flatau P. J. Application of fast-Fourier-transform techniques to the discrete-dipole approximation //Optics Letters. – 1991. – Т. 16. – №. 15. – С. 1198-1200.
24. Beylkin G. On the fast Fourier transform of functions with singularities //Applied and Computational Harmonic Analysis. – 1995. – Т. 2. – №. 4. – С. 363-381.
25. Кривошеев В. И. Современные методы цифровой обработки сигналов (цифровой спектральный анализ) //Н. Новгород. – 2006. – Т. 117.
26. Аксенов А. П. Математический анализ. Ряды Фурье. Интеграл Фурье. Суммирование расходящихся рядов: учебное пособие. – 1999.
27. Федотов М. Г. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ И АНАЛИЗ ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ И СИСТЕМ (учебное пособие) Часть I //Если. – 2010. – Т. 1. – С. 6.
28. Латыпова Н. В., Тучинский Л. И. Ряды Фурье: учеб.-метод. пособие. – 2011.
29. Carr P., Madan D. Option valuation using the fast Fourier transform //Journal of computational finance. – 1999. – Т. 2. – №. 4. – С. 61-73.
30. Chang R. W., Gibby R. A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme //IEEE transactions on Communication Technology. – 1968. – Т. 16. – №. 4. – С. 529-540.
31. Hirosaki B. An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform //IEEE Transactions on Communications. – 1981. – Т. 29. – №. 7. – С. 982-989.
32. J. Bingham, “Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come,” IEEE Commun. Mag., vol. 2, no. 5, May, 1990, pp. 5–14.
33. K. Sistanizadeh, P. Chow, and J. Cioffi, “Multi-Tone Transmission for Asymmetric Digital Subscriber Lines,” Proc. IEEE ICC, 1993, vol. 2 pp. 756–60.
34. Golden P., Dedieu H., Jacobsen K. S. (ed.). Fundamentals of DSL technology. – CRC Press, 2005.

35. Chow P. S., Tu J. C., Cioffi J. M. Performance evaluation of a multichannel transceiver system for ADSL and VHDSL services //IEEE journal on selected areas in communications. – 1991. – Т. 9. – №. 6. – С. 909-919.

36. Arnon E. Customer premises ADSL signal distribution arrangement : пат. 5408260 США. – 1995.

37. Sistanizadeh K., Chow P. S., Cioffi J. Multi-tone transmission for asymmetric digital subscriber lines (ADSL) //Proceedings of ICC'93-IEEE International Conference on Communications. – IEEE, 1993. – Т. 2. – С. 756-760.

38. Chow P. S., Cioffi J. M. A multi-drop in-house ADSL distribution network //Proceedings of ICC/SUPERCOMM'94-1994 International Conference on Communications. – IEEE, 1994. – С. 456-460.

39. Pollet T., Spruyt P., Moeneclaey M. The BER performance of OFDM systems using non-synchronized sampling //1994 IEEE GLOBECOM. Communications: The Global Bridge. – IEEE, 1994. – С. 253-257.

40. Sandell M., Beek J., Börjesson P. O. Timing and frequency synchronization in OFDM systems using the cyclic prefix //International Symposium on Synchronization: 14/12/1995-15/12/1995. – Shannon Foundation, 1995. – С. 16-19.

41. Pollet T., Moeneclaey M. Synchronizability of OFDM signals //Proceedings of GLOBECOM'95. – IEEE, 1995. – Т. 3. – С. 2054-2058.

42. R. Peled and A. Ruiz, “Frequency Domain Data Transmission using Reduced Computational Complexity Algorithms,” Proc. IEEE Int’l. Conf. Acoustics, Speech, and Sig. Proc., 1980, Denver, CO, pp. 964–67.

43. Гельгор А. Л. Технология LTE мобильной передачи данных: учебное пособие. – 2011.

44. Скляр Б. Цифровая связь: Теоретические основы и практическое применение. – Издательский дом Вильямс, 2004.

45. Гольденберг Л. М. и др. Цифровая обработка сигналов: Справочник. – Радио и связь, 1985.

46. Султанов А. Х. и др. Компенсация межсимвольных искажений на основе формирующих фильтров в телекоммуникационных системах //Вестник Уфимского государственного авиационного технического университета. – 2013. – Т. 17. – №. 4 (57).
47. Access E. U. T. R. Physical channels and modulation, 3GPP TS 36.211 //V10. – 2009. – Т. 2.
48. ETSI T. S. 136 101 V8.10.0 E-UTRA, User equipment (UE) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101 version 8.4.0 release 8). – 2010.
49. ETSI T. S. 136 211 V9. 0.0 E-UTRA, Physical channels and modulation (3GPP TS 36.211 Release 10). – 2011.
50. Kim S., Kim K. Physical layer verification for 3GPP LTE (FDD) //2009 11th International Conference on Advanced Communication Technology. – IEEE, 2009. – Т. 2. – С. 1095-1100.
51. Van De Beek J. J. et al. On channel estimation in OFDM systems //1995 IEEE 45th Vehicular Technology Conference. Countdown to the Wireless Twenty-First Century. – IEEE, 1995. – Т. 2. – С. 815-819.
52. Edfors O. et al. OFDM channel estimation by singular value decomposition //IEEE Transactions on communications. – 1998. – Т. 46. – №. 7. – С. 931-939.
53. Ozdemir M. K., Arslan H. Channel estimation for wireless OFDM systems //IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2007. – Т. 9. – №. 2. – С. 18-48.
54. Coleri S. et al. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems //IEEE Transactions on broadcasting. – 2002. – Т. 48. – №. 3. – С. 223-229.
55. Lottici V., D'Andrea A., Mengali U. Channel estimation for ultra-wideband communications //IEEE Journal on selected areas in communications. – 2002. – Т. 20. – №. 9. – С. 1638-1645.
56. Бочечка Г. С. Методы оценки канала, основанные на встраиваемых пилот сигналах, в системах OFDM //Т-Comm-Телекоммуникации и Транспорт. – 2009. – №. 3.

57. Farrukh F., Baig S., Mughal M. J. Performance comparison of DFT-OFDM and wavelet-OFDM with zero-forcing equalizer for FIR channel equalization //2007 International Conference on Electrical Engineering. – IEEE, 2007. – С. 1-5.
58. Brunn B. T., Anderson S. D. Bit-edge zero forcing equalizer : пат. 7653127 США. – 2010.
59. Bach S. E. Method and apparatus for implementation of a zero forcing equalizer : пат. 7305030 США. – 2007.
60. Ding Y. et al. Minimum BER block precoders for zero-forcing equalization //IEEE Transactions on Signal Processing. – 2003. – Т. 51. – №. 9. – С. 2410-2423.
61. Redfern A. J., Zhou G. T. Blind zero forcing equalization of multichannel nonlinear CDMA systems //IEEE Transactions on Signal Processing. – 2001. – Т. 49. – №. 10. – С. 2363-2371.
62. 3rd Generation Partnership Project (3GPP). Technical specification group radio access network; evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); physical channels and modulation, release 10, 3GPP TS 36.211 v10. 1.0. – 2011.
63. Fundamentals of WiMax: understanding broadband wireless networking/ Jtffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh, Ria Muyamed. 2007.
64. Nuaymi L. WiMAX: technology for broadband wireless access. – John Wiley & Sons, 2007.
65. Ergen M. Mobile broadband: including WiMAX and LTE. – Springer Science & Business Media, 2009.
66. Цифровая обработка сигналов в беспроводных широкополосных системах. Ворошилин Е.П., Рогожников Е.В., Вершинин А.С., Чигринец В.А., Долгих Д.А., Абенов Р.Р., Гельцер А.А., Коротков Д.А., Лобанов Н.А., Майков Д.Ю. Томск: В-Спектр, 2012. – 244 с. ISBN 978-5-91191-273-4.
67. Алгоритмы обработки и преобразования сигналов в системе «Мобильный WiMax». Ворошилин Е.П., Рогожников Е.В., Вершинин А.С. Демидов А.Я., Каратаева Н.А., Коротков Д.А., Лобанов Н.А., Майков Д.Ю., Абенов Р.Р. – Томск: В-Спектр, 2012. – 172 с. ISBN 978-5-91191-274-1.

68. L. Cimini, "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 33, no. 7, July, 1985, pp. 665–75.

69. Benedetto J. J., Heil C., Walnut D. F. Differentiation and the Balian-Low theorem // *Journal of Fourier Analysis and Applications*. – 1994. – Т. 1. – №. 4. – С. 355-402.

70. Банк Д. П. Ф. Применение полифазного разложения для эффективной вычислительной реализации алгоритма формирования сигнала на основе конечномерного обобщенного базиса Вейля-Гейзенберга ДА Петров, АН Боголюбов.

71. Петров Д. А., Боголюбов А. Н. Применение полифазного разложения для эффективной вычислительной реализации алгоритма формирования сигнала на основе конечномерного обобщенного базиса Вейля-Гейзенберга // *Журнал радиоэлектроники*. – 2010. – №. 3. – С. 2-2.

72. Абраменко А. Ю. Полифазная реализация полиномиального интерполяционного фильтра // *Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники*. – 2014. – №. 4 (34).

73. Kofidis E. et al. Preamble-based channel estimation in OFDM/OQAM systems: A review // *Signal Processing*. – 2013. – Т. 93. – №. 7. – С. 2038-2054.

74. Lele C. et al. Preamble-based channel estimation techniques for OFDM/OQAM over the powerline // *2007 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. – IEEE, 2007. – С. 59-64.

75. Lélé C. et al. Channel estimation methods for preamble-based OFDM/OQAM modulations // *European Transactions on Telecommunications*. – 2008. – Т. 19. – №. 7. – С. 741-750.

76. He X., Zhao Z., Zhang H. A pilot-aided channel estimation method for FBMC/OQAM communications system // *Communications and Information Technologies (ISCIT), 2012 International Symposium on*. – IEEE, 2012. – С. 175-180.

77. Javaudin J. P., Lacroix D., Rouxel A. Pilot-aided channel estimation for OFDM/OQAM //Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual. – IEEE, 2003. – Т. 3. – С. 1581-1585.

78. Крейнделин В. Б., Колесников А. В. Оценивание параметров канала в системах связи с ортогональным частотным мультиплексированием. Учебное пособие //М.: МТУСИ. – 2010. – С. 29.

79. Карташевский В. Г., Семенов Е. С., Филимонов А. А. Прием сигналов OFDM в каналах с рассеянием при оценивании параметров канала //Радиотехника. – 2016. – №. 12. – С. 48-54.

80. Колесников А. В. Исследование и разработка алгоритмов оценивания параметров канала и демодуляции в системах связи с ортогональным частотным мультиплексированием. – 2011.

81. Поборчая Н. Е., Хасьянова Е. Р. Компенсация искажений сигнала в канале с медленными релеевскими замираниями //Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2016. – Т. 7. – №. 2. – С. 35-39.

82. Bellanger M. et al. FBMC physical layer: a primer //PHYDYAS, January. – 2010. – Т. 25. – №. 4. – С. 7-10.

83. Radeka V., Karlovac N. Least-square-error amplitude measurement of pulse signals in presence of noise //Nuclear Instruments and Methods. – 1967. – Т. 52. – №. 1. – С. 86-92.

84. Губанов В. С. Обобщенный метод наименьших квадратов. Теория и применение в астрометрии //Пбтбурбург: Наука. – 1997.

85. Зоркальцев В. И., Анциферов Е. Г., Булатов В. П. Метод наименьших квадратов. – 1995.

86. Siohan P., Roche C. Cosine-modulated filterbanks based on extended Gaussian functions //IEEE Transactions on signal processing. – 2000. – Т. 48. – №. 11. – С. 3052-3061.

87. Siohan P., Siclet C., Lacaille N. Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory //IEEE transactions on signal processing. – 2002. – Т. 50. – №. 5. – С. 1170-1183.

88. Javaudin J. P., Lacroix D., Rouxel A. Pilot-aided channel estimation for OFDM/OQAM //Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual. – IEEE, 2003. – Т. 3. – С. 1581-1585.

89. He X., Zhao Z., Zhang H. A pilot-aided channel estimation method for FBMC/OQAM communications system //Communications and Information Technologies (ISCIT), 2012 International Symposium on. – IEEE, 2012. – С. 175-180.

90. Abenov R. R. et al. FBMC/OQAM Equalization Scheme with Linear Interpolation // 2019 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – IEEE, 2019. – С. 0130-0133.

91. Torgovanov A. I., Dityatev A. I., Avdeev Y. F. Application of Rohde & Schwarz test and measurement instruments in research and design //2014 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE). – IEEE, 2014. – Т. 2. – С. 283-290.

92. Дьяконов В. Многофункциональные генераторы Keysight 33500/33600A с технологией улучшения формы Trueform //Компоненты и технологии. – 2014. – №. 11. – С. 185-190.

93. 2.4GHz 8dBi Indoor Omni-directional Antenna [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.tp-link.com/us/products/details/cat-5521_TL-ANT2408CL.html#specifications, свободный (дата обращения 17.05.2020)

94. Wang Q., Mehlführer C., Rupp M. Carrier frequency synchronization in the downlink of 3GPP LTE //21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. – IEEE, 2010. – С. 939-944.

95. Schmidl T. M., Cox D. C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM //IEEE transactions on communications. – 1997. – Т. 45. – №. 12. – С. 1613-1621.

96. Speth M., Classen F., Meyr H. Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels //1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference. Technology in Motion. – IEEE, 1997. – Т. 3. – С. 1807-1811.

97. Tufvesson F., Edfors O., Faulkner M. Time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles //Gateway to 21st Century Communications Village. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference (Cat. No. 99CH36324). – IEEE, 1999. – Т. 4. – С. 2203-2207.

98. Park B. et al. A blind OFDM synchronization algorithm based on cyclic correlation //IEEE Signal Processing Letters. – 2004. – Т. 11. – №. 2. – С. 83-85.

99. Покаместов Д.А. Обнаружение OFDM сигналов с периодической преамбулой / Д.А. Покаместов, Я.В. Крюков // Материалы Всероссийской 157 научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2014». – Томск: В-Спектр, 2014. – Ч. 2. – С. 58–60.

100. Калашников К. С. и др. Синхронизация OFDM-сигналов во временной и частотной областях //Вестник Московского государственного технического университета им. НЭ Баумана. Серия «Приборостроение». – 2011. – №. 1.

101. Рогожников Е. В. Методы оценки параметров сигналов телекоммуникационных источников подсвета в пассивных радиолокационных системах: автореферат дис. канд. техн. наук/Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники //Томск, 2015. 21 с. – 2015.

102. Майков Д. Ю. Алгоритмы оценки параметров символьной и частотной синхронизации в мобильных OFDM-системах радиосвязи //г. Томск. – 2014.

103. Бумагин А. В. и др. Синтез алгоритмов частотной и временной синхронизации для приема OFDM-сигналов в стандарте DVB-T //Цифровая обработка сигналов. – 2009. – №. 1. – С. 42-47.

104. Xu W., Manolakis K. Robust synchronization for 3GPP LTE system //2010 IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM 2010. – IEEE, 2010. – С. 1-5.

105. Bladsjö D., Hogan M., Ruffini S. Synchronization aspects in LTE small cells //IEEE Communications Magazine. – 2013. – Т. 51. – №. 9. – С. 70-77.
106. Конюхова Г. П., Бритвина В. В., Конюхов В. Г. Методы корреляционного анализа. – 2012.
107. Гржибовский А. М. Корреляционный анализ //Экология человека. – 2008. – №. 9.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ» (ТУСУР)



Утверждаю
Ректор ТУСУР, к.т.н., доцент
В.М. Рулевский
10 сентября 2020 г.

Акт

Об использовании результатов

кандидатской диссертационной работы Абенюва Ренат Рамазановича «Формирование и обработка сигналов в системах связи на основе ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по направлению 11.06.01 Электроника, радиотехника и системы связи, профиль 05.12.04 Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

Комиссия в составе:

председатель: зав. каф. ТОР, к.т.н. Попова К.Ю.,
члены комиссии:
проф. каф. ТОР, д.т.н. Пуговкин А.В.
доцент каф. ТОР, к.т.н. Крюков Я.В.
доцент каф. ТОР, к.т.н. Покаместов Д.А.
доцент каф. ТОР, к.т.н. Рогожников Е.В.

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы «Формирование и обработка сигналов в системах связи на основе ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров» использованы на каф. ТОР в учебном процессе с 2018/2019 учебного года для студентов направлений подготовки:

11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», бакалавриат, профиль «Системы радиосвязи и радиодоступа»;

11.04.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», магистратура, профиль «Инфокоммуникационные системы беспроводного широкополосного доступа» при проведении лекционных и практических занятий по дисциплинам «Моделирование устройств для систем связи» и «Системы радиодоступа».

Члены комиссии:

А.В. Пуговкин
А.В. Пуговкин
Я.В. Крюков
Я.В. Крюков
Д.А. Покаместов
Д.А. Покаместов
Е.В. Рогожников
Е.В. Рогожников

Председатель комиссии

К.Ю. Попова
К.Ю. Попова

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Утверждаю

Директор ООО НПК «ТЕСАРТ»

А.О. Семкин

«25» сентября 2020 г.



Утверждаю

Проректор по научной работе и инновациям федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»

А. Г. Лоцилов

«25» сентября 2020 г.



АКТ

о практическом использовании результатов диссертационной работы Абенова Рената Рамазановича в работах предприятия

В диссертационной работе Абенова Р.Р. разработан метод формирования и обработки сигналов в системах связи на основе ортогонального частотного мультиплексирования с использованием банка фильтров.

Результаты диссертационной работы Абенова Р.Р. использовались при выполнении работ по х/д 46/17 при разработке программного обеспечения для формирования и обработки сигналов системы беспроводной связи.

От ООО НПК «ТЕСАРТ»

Директор ООО НПК «ТЕСАРТ»

А.О. Семкин

«25» сентября 2020 г.

A handwritten signature in blue ink, likely belonging to A.O. Semkin.

От ТУСУРа

Декан РТФ ТУСУР

К.Ю. Попова

«25» сентября 2020 г.

Заведующий кафедрой ТОР ТУСУР

К.Ю. Попова

«25» сентября 2020 г.

A handwritten signature in blue ink, likely belonging to K.Yu. Popova.

A handwritten signature in blue ink, likely belonging to K.Yu. Popova.