МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования

«Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина»

На правах рукописи

Никишкин Павел Борисович

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МНОГОСКОРОСТНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Специальность 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель доктор технических наук, профессор Витязев Владимир Викторович

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	6
1 ОБЗОР АЛГОРИТМОВ МОДУЛЯЦИИ В СИСТЕМАХ	
ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ	12
1.1.1 Технология частотного мультиплексирования OFDM	12
1.1.2 Преимущества и недостатки OFDM сигнала	14
1.1.3 Анализ устойчивости OFDM систем к помехам	17
1.1.4 Анализ перспективных направлений применения OFDM сигналов	21
1.1.5 Принцип формирования OFDM сигнала на основе стандарта DVB-T	221
1.2 Обзор различных вариантов технологий частотного	
мультиплексирования на основе OFDM	34
1.3 Обзор технологии субполосной передачи данных	38
1.3.1 Обзор технологии FBMC	39
1.3.2 Обзор технологии UFMC	42
1.3.3 Обзор технологии F-OFDM	47
1.3.4 Обзор технологии RB-F-OFDM	54
1.4 Преимущества и недостатки рассматриваемых технологий	59
1.5 Обоснование использования субполосной передачи данных	61
1.6 Постановка задачи исследования	62
2 ТЕХНОЛОГИЯ СУБПОЛОСНОГО ОРТОГОНАЛЬНОГО	
МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ	64
2.1 Основы субполосного частотного мультиплексирования на основе	
OFDM	64
2.2 Разработка и оптимизация банка цифровых фильтров в технологии	
FBMC	67
2.2.1 Постановка задачи оптимизации	67

2.2.2 Расчет и оптимизация двухступенчатой прямой формы реализации 7	U
2.2.3 Расчет и оптимизация многоступенчатой структуры прямой формы	
реализации	17
2.2.4 Расчет многоступенчатых пирамидальных форм реализации 8	30
2.3 Разработка и оптимизация банка цифровых фильтров в технологии	
SUB-OFDM	37
2.3.1 Постановка задачи оптимизации банка фильтров	37
2.3.2 Реализация банка фильтров на основе каскадного соединения ЦГФ и	
ЦСФ	38
2.3.3 Пирамидальная структура построения банка фильтров)3
2.3.4 Построение и реализация банка фильтров для анализа/синтеза сигналов	
на основе OFDM и FBMC) 4
2.4 Выводы по главе	98
3 ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ТЕХНОЛОГИИ	
З ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ТЕХНОЛОГИИ СУБПОЛОСНОГО ОРТОГОНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И	
СУБПОЛОСНОГО ОРТОГОНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И	
)0
СУБПОЛОСНОГО ОРТОГОНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И БАНКА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ МНОГОСКОРОСТНОЙ	
СУБПОЛОСНОГО ОРТОГОНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И БАНКА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ МНОГОСКОРОСТНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ	[
СУБПОЛОСНОГО ОРТОГОНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И БАНКА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ МНОГОСКОРОСТНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ	00
СУБПОЛОСНОГО ОРТОГОНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И БАНКА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ МНОГОСКОРОСТНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ)0)1
СУБПОЛОСНОГО ОРТОГОНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И БАНКА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ МНОГОСКОРОСТНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ)0)1
СУБПОЛОСНОГО ОРТОГОНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И БАНКА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ МНОГОСКОРОСТНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ)0)1)6
СУБПОЛОСНОГО ОРТОГОНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И БАНКА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ МНОГОСКОРОСТНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ)0)1)6
СУБПОЛОСНОГО ОРТОГОНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И БАНКА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ МНОГОСКОРОСТНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ)0)1)6

3.2 Оценка эффективности работы при искажениях и рассогласован	иях в
системах с OFDM	115
3.2.1 Расстройка временной синхронизации	115
3.2.2 Проблемы, вызванные многолучевостью	117
3.2.3 Исследование защитного интервала в сигнале	119
3.2.4 Проблемы, вызываемые затуханиями в канале связи	123
3.2.5 Исследование межсимвольных искажений	125
3.3 Исследование работоспособности систем при влиянии эффекта	
Доплера	127
3.4 Проверка обратной совместимости систем OFDM и SUB-OFDM	131
3.5 Проверка работоспособности технологии OFDM при движении	132
3.6 Оценка эффективности использования технологии SUB-OFDM	135
3.7 Выводы	136
4 ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ РАЗРАБОТАННЫХ МЕТОДОВ	И
АЛГОРИТМОВ ТЕХНОЛОГИИ СУБПОЛОСНОГО ОРТОГОНАЛЬН	ЮГО
МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И БАНКА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ	
HA OCHOBE MOC HA FPGA	137
4.1 Описание экспериментального стенда	137
4.2 Вычислительная сложность разрабатываемых алгоритмов	140
4.3 Верификационная модель. Возможные варианты разработки циф	рровых
устройств на ПЛИС	143
4.4 Реализация алгоритма передатчика SUB-OFDM	145
4.5. Реализация алгоритма приемника SUB-OFDM	148
4.6 Оценка сложности разработанных алгоритмов	149
4.7 Верификация полученных данных на цифровом устройстве	150
4.8 Выводы по главе	156

ЗАКЛЮЧЕНИЕ	158	
ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ	159	
СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ	161	
Приложение А	169	
Приложение Б		
Приложение В		

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Постоянное развитие широкополосной передачи данных, в частности систем цифрового телерадиовещания, подталкивает к поиску более экономичных и рациональных технологий передачи данных для максимального использования существующих частотных диапазонов. Сигналы на основе ортогонального частотного мультиплексирования (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing – OFDM) показывают очевидные преимущества в подавлении межсимвольных помех, но для подавления помех между каналами необходимо полагаться на другие технологии уменьшения помех. Исследование методов борьбы с помехами между каналами является актуальной задачей для увеличения пропускной способности и надежности работы систем вещания на основе технологии OFDM.

Поскольку новые стандарты передачи данных требуют более эффективного и гибкого использования доступного частотного диапазона, обеспечения высокого качества работы при передаче данных на высоких скоростях, возникает задача разработки и исследования альтернативных технологий, способных удовлетворить постоянно растущие требования к передаваемому радиосигналу.

Системы на основе OFDM позволяют одновременное подключение к сети большого числа абонентов в одном доступном частотном диапазоне. У технологии OFDM наблюдаются очевидные преимущества в подавлении помех внутри символа. Вместе с тем подавление помех внутри символа снижает спектральную эффективность из-за необходимости использования защитных интервалов. При этом в полной мере сохраняется ортогональность поднесущих. Для подавления межканальных помех необходимо полагаться на другие способы, что является самой большой проблемой, с которой в настоящее время сталкиваются системы на основе OFDM. Эта проблема является актуальной и активно исследуется, поэтому постоянно предлагаются все новые варианты решения.

С другой стороны, системы передачи информации на основе OFDM (в основе которых лежит свойство ортогональности поднесущих) по сравнению с системами

связи с одной несущей более уязвимы к ошибкам синхронизации. Поэтому еще одной сложностью в реализации технологии OFDM является получение точной синхронизации. Предъявляются строгие требования к синхронизации по времени и частоте, так как при её отсутствие ухудшаются характеристики демодулятора, что может привести к полной потери информации. Рассинхронизация по времени приводит к межсимвольным помехам (ISI — intersymbol interference), рассинхронизация по частоте аналогична эффекту сдвига частоты, что приводит к помехам между несущими (ICI — intercarrier interference).

Степень разработанности темы. Вопросами исследования алгоритмов широкополосной передачи данных, а также оптимизацией характеристик ОFDM сигналов занимались Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П., Витязев В.В., Овинников А.А., Майков Д.Ю., Вершинин А.С., Ушаков Д.И., Воронков Г.С., Слипенчук К.С., Иртюга В.А., Колесников А.В., Рубцов А.Е., Карташевский В.Г., Козлова С.В., Кузнецова И.В., Макаров С.Б., Мишин Д.В., Николаев Б.И., Хабаров Е.О., Слюсар В., Цикин И.А., Гельгор А.Л., Попов Е.А., Ворожищев И.В., Бочечка Г.С., Тихвинский В.О. и др., а также Чанг Р.В., Прасад Р., Ву Ю., Лаврей Е.П., Рабинер Л., Гоулд Б., Фарханг-Боруджени, Б., Вундер Г., Каспарик М., Уайлд Т., Шайх Ф., Чен Й., Дрянски М., Бучковский М., Пьетржик С., Михайлов Н., Матте М., Д., Берг, В., Эгед, Б., Ваго, П., Шейх Ф., Уайлд Т., Чен Ю., Абдоли Дж., Джиа М., Ма Дж. и др.

В работах перечисленных выше авторов можно встретить алгоритмы, способы, методы и результаты исследований по улучшению и оптимизации технологии ОFDM, а также различных её модификаций. Однако в известных работах рассмотрены только принципы работы предлагаемых нововведений для технологий, совместимых с OFDM, но не исследуется в достаточной мере поведение предлагаемых технологий при наличии различных мешающих воздействий в канале связи.

Объект исследования. Объектом исследования являются широкополосные системы передачи данных, основанные на применении технологий с ортогональным частотным мультиплексированием сигналов.

Предмет исследования. Предметом исследования являются модели и методы формирования сигналов в широкополосных системах передачи данных на основе технологии OFDM со спектрально эффективным и гибким использованием доступного частотного диапазона.

Цель работы и задачи исследования. Целью диссертационной работы является уменьшение межсимвольной и межканальной интерференции и повышение спектральной эффективности широкополосных систем передачи данных при использовании многоскоростной обработки сигналов.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- 1) провести анализ существующих методов и алгоритмов обработки сигналов в широкополосных системах передачи данных;
- 2) разработать методы и алгоритмы передачи/приема данных на основе МОС (многоскоростной обработки сигналов) и комбинированного подхода, сочетающего в себе технологии OFDM и FBMC (Filter Bank Multi-Carrier);
- 3) исследовать работу предлагаемых методов и алгоритмов в условиях различных мешающих воздействий;
- 4) сравнить эффективность предлагаемого метода и алгоритма передачи/приема сигналов с известными методами и алгоритмами;
- 5) подготовить рекомендации по использованию предлагаемого алгоритма передачи/приема сигналов в широкополосных системах передачи информации.

Методы проведения исследований. В ходе проведения работы основные исследования были выполнены на основе методов многоскоростной обработки компьютерного моделирования, математической статистики, сигналов, вычислительной сообщений, математики, теории оптимального приема позволяющих подготовить результаты и сравнить теоретические данные с Экспериментальные экспериментальными. исследования диссертации проводились с использованием имитационного моделирования и вычислительных реализованных В программной системе для математических вычислений GNU Octave и среде разработки Xilinx Vivado.

Научная новизна исследования. Научная новизна диссертационной работы заключается в:

- 1) разработанной модели широкополосной системы передачи данных с использованием технологии OFDM для различных помех и искажений в канале связи;
- 2) разработанном методе и алгоритмах на основе МОС и комбинированного подхода, сочетающего технологии ортогонального частотного мультиплексирования сигналов и банка цифровых фильтров;
- 3) разработанной модели субполосного ортогонального формирования сигналов с применением банков фильтров.

Теоретическая и практическая значимость диссертации. Теоретическая и практическая ценность полученных результатов состоит в возможности снижения требований к формированию широкополосных сигналов, а также эффективном использовании доступного и разрешенного частотного диапазона.

Методология и методы исследования. Для решения поставленных в диссертации задач использовались математические и статистические методы анализа с помощью компьютерного моделирования. Результаты диссертации подтверждены проводимыми экспериментами и соответствуют экспериментальным данным, представленным в различных источниках.

Основные положения, выносимые на защиту.

- 1. Использование пирамидальной структуры для построения фильтра на основе цифровых гребенчатых и сглаживающего фильтров позволяет в 15 раз сократить вычислительные затраты и в 2,5 раза сократить требуемые ресурсы на хранение коэффициентов фильтров.
- 2. Способ адаптивной широкополосной передачи данных на основе комбинированного сочетающий технологии банка подхода, фильтров ортогонального частотного мультиплексирования, позволяет уменьшить межканальные искажения до 60 дБ и увеличить спектральные характеристики используемого диапазона от 3 до 20 %.

- 3. Метод анализа и синтеза сигналов в системах передачи данных на основе комбинированного подхода с применением технологий банка цифровых фильтров и OFDM при передаче информации в субполосных частотных диапазонах с различными частотными расстояниями между поднесущими позволяет передавать информацию без дополнительных защитных интервалов.
- 4. Воздействие эффекта Доплера на беспроводные системы передачи данных, при уходе частоты несущего колебания менее 1,5% от значения частотного интервала между поднесущими OFDM-сигнала, не приводит к искажениям сигнала и может рассматриваться как линейное смещение несущей частоты OFDM-сигнала.

Апробация работы. Достоверность результатов подтверждается проводимыми исследованиями, списком публикаций и выступлениями на российских и зарубежных конференциях. Основные результаты работы докладывались на следующих конференциях и форумах:

- 17-й Международной конференции "Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2015", Россия, Москва, 2015 г.
- 18-й Международной конференции "Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2016", Россия, Москва, 2016 г.
- 24th Telecommunications Forum (TELFOR) Proceedings of Papers, Serbia, Belgrade, 2016 Γ .
 - Форуме «Наука будущего наука молодых», Россия, Казань, 2016 г.
- 19-й Международной конференции "Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2017", Россия, Москва, 2017 г.
- 1-й Всероссийской конференции «Современные технологии обработки сигналов», Россия, Москва, 2018 г.
- 21-й Международной конференции "Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2019", Россия, Москва, 2019 г.
- 22-й Международной конференции "Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2020", Россия, Москва, 2020 г.
- 24-й Международной конференции "Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2022", Россия, Москва, 2022 г.

- 27-й Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов, Россия, Рязань, 2022 г.
- 7-й Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы современной науки и производства», Россия, Рязань, 2022 г.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 14 работ: 5 статей в научнотехнических журналах, рекомендованных ВАК, 1 статья в научно-техническом сборнике TELFOR Proceedings of Papers, публикуемом в IEEE Xplore и входящим в базы Scopus и Web Of Science и 8 тезисов докладов на конференциях.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы из 71 наименований и приложений. Диссертация содержит 177 страниц, в том числе 168 страниц основного текста, 14 таблиц и 117 рисунков.

1 ОБЗОР АЛГОРИТМОВ МОДУЛЯЦИИ В СИСТЕМАХ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

1.1 Технология ортогонального частотного уплотнения каналов с мультиплексированием

1.1.1 Технология частотного мультиплексирования OFDM

Технология ортогонального частотного уплотнения каналов мультиплексированием (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) официально была введена Робертом Чэнгом из Bell Labs в ноябре 1966 года. Однако данная технология имеет более долгую историю, и первые системы на основе OFDM использовались еще во времена Второй мировой войны. В то время такие системы не нашли широкого применения из-за проблем с вычислительными затратами и сложной реализацией на аналоговых устройствах. Зачатки технологии OFDM использовались военными США в нескольких системах, таких как Kineplex, Andeft и Kathryn [1]. В них могло использоваться до 34 параллельных низкоскоростных каналов, использующих фазовую модуляцию, которые набора частотных мультиплексированных получались путем Ортогональность сигналов получалась разносом каналов на 82 Гц для обеспечения защитного интервала между элементарными сигналами [2].

В декабре 1966 года Роберт Чэнг представил теоретический способ передачи параллельного потока данных по каналу связи с ограниченной полосой частот без межсимвольной интерференции (ISI – inter-symbol interference) и интерференции между поднесущими (ICI – inter-carrier interference). Это впоследствии привело к тому, что он получил первый патент в США на систему OFDM в 1970 году [3]. Чэнг был не единственный, кто заинтересовался ОFDM, и примерно в то же время Бартон Салтзберг провел анализ производительности системы OFDM. Для такого анализа ему потребовалось большое количество генераторов для формирования поднесущих, выполнения параллельной модуляции и демодуляции. Важным **OFDM** шагом истории развития стало использование дискретного преобразования Фурье (ДПФ) Вайнштейном и Эбертом в 1971 году для выполнения модуляции и демодуляции в основной полосе, уделяя пристальное

внимание эффективности использования системы. Стоит отметить, что данный подход избавил от необходимости в наличие большого количества генераторов, что открыло путь для более простой и эффективной реализации системы. На ряду с этим постоянно велись исследования по борьбе с интерференцией. Еще одним важным шагом стало то, что в 1980 году Пелед и Руиз ввели циклический префикс (СР — cyclic prefix) или циклическое расширение. Это решило проблему поддержания ортогональности сигналов в тяжелых условиях работы. Основная идея, которую они представляли, состояла в том, чтобы использовать циклическое расширение ОFDM [4] символов вместо использования пустых защитных интервалов в частотной области [1]. Длительность защитного интервала должна быть больше, чем предполагаемое рассеяние задержки. Таким образом, один символ не может взаимодействовать с компонентами другого символа. Очевидно, что использование циклического префикса приводит к потере энергии сигнала, с другой стороны, это способствует отсутствию межканальной интерференции, что однозначно окупается.

Начиная с 80-х годов, существенный прогресс в технологиях цифровой обработки сигналов, а также использование быстрого преобразования Фурье и циклического префикса, сделали систему OFDM неотъемлемой частью телекоммуникационных технологий. В 1990-х годах OFDM применялась для широкополосной передачи данных по ЧМ каналам мобильной радиосвязи в высокоскоростных цифровых абонентских линиях (HDSL со скоростью передачи до 1,6 Мбит/с), асимметричных цифровых абонентских линиях (ADSL со скоростью до 6 Мбит/с) и сверхвысокоскоростных цифровых абонентских линиях (VDSL на скорости до 100 Мбит/с).

Первым коммерческим и массовым использованием технологии OFDM является цифровое аудиовещание (DAB). Разработка DAB началась еще в 1987 году. К 1992 году DAB был анонсирован, а уже в 1994 году был сформулирован стандарт. Таким образом, использование DAB стало реальностью в Великобритании и Швеции в 1995 году. Развитие цифрового видеовещания (DVB) было начато в 1993 году. Видеовещание DVB вместе со стандартом телевидения

высокой четкости (HDTV) были выпущены в 1995 году. На заре 20-го века было опубликовано несколько стандартов беспроводной локальной сети (WLAN), где система OFDM использовалась на физическом уровне. Например, разработка европейского стандарта WLAN HiperLAN началась в 1995 году, а уже в стандартах НірегLAN/2 (анонсирован в 1999 году) и IEEE 802.11а на физическом уровне использовался OFDM.

Следующим важным шагом истории OFDM является использование этой технологии в беспроводных системах 4-го поколения (4G). На данный момент технология OFDM используется в большинстве беспроводных каналов (например, предполагается использование в 5G).

Соответственно, основная идея использования OFDM состоит в том, чтобы разбить высокоскоростной поток данных на несколько низкоскоростных и передавать их одновременно по нескольким каналам.

1.1.2 Преимущества и недостатки OFDM сигнала

Технология OFDM на данный момент используется в большинстве стандартов широкополосной передачи данных, и предполагается использование в будущих стандартах (с некоторыми модификациями и улучшениями). Такая популярность технологии вызвана следующими важными преимуществами, такими как:

- 1. Обеспечение высокой спектральной эффективности (увеличение спектральной эффективности доступного частотного диапазона происходит из-за ортогональности каждой поднесущей друг другу; таким образом, без каких-либо искажений можно распределить большое количество поднесущих);
- 2. Возможно увеличение пропускной способности в каналах с медленными замираниями за счет подстройки скорости передачи данных на каждой поднесущей с учетом отношения сигнал/шум для этой поднесущей;
- 3. Возможность использования многопозиционных видов модуляции для увеличения пропускной способности;
- 4. При условиях работы с многолучевым распространением сигнала является эффективным способом борьбы с искажениями (при известной задержке

многолучевого распространения сигнала, сложность реализации OFDM существенно ниже, чем при использовании систем с одной несущей и эквалайзером);

- 5. Возможность работы при частотно-избирательных замираниях (надежность работы при наличии таких замираний объясняется тем, что каждая поднесущая имеет узкую полосу частот по сравнению со всей используемой полосой сигнала, т.е. из-за параллельной передачи данных. В технологии OFDM каждый субканал можно формировать со своими характеристиками, что является хорошим средством борьбы с частотно-избирательными замираниями и задержками при распространении сигнала. Также стоит отметить, что для технологии OFDM такие понятия, как поднесущая и субканал являются эквивалентными);
- 6. Устойчивость к узкополосным помехам по сравнению с системами с одной несущей. Замирания, помехи или интерференции в технологии OFDM могут навредить только небольшому проценту поднесущих, и большая часть сигнала будет восстановлена, в то время как в системах с одной несущей искажается весь сигнал;
- 7. Эффективная борьба с переотраженными сигналами (в основном с помощью технологии СОГОМ) при использовании одночастотных сетей (переотражения могут появиться от окружающих предметов, работы нескольких передатчиков и т.д.). Также для уменьшения таких эффектов вводят защитный интервал.

Однако, в данной технологии есть и ряд недостатков:

- 1. Технология OFDM чувствительна к расстройке по частоте и фазовому шуму. Наличие таких искажений в сигнале приводит к появлению межканальной интерференции, что ухудшает помехоустойчивость. Фазовый шум нарушает ортогональность между поднесущими и тем самым искажает передаваемый сигнал. В общем случае борьба с такими явлениями решается использованием систем синхронизации;
- 2. OFDM характеризуется большим отношением пиковой мощности к средней (peak-to-average power ratio PAPR), из-за чего происходит снижение энергетических показателей и чрезмерных энергетических затрат

высокочастотных усилителей. Эта проблема возникает из-за того, что OFDMсигналы имеют шумоподобный вид. Одним из способов устранения данной проблемы является использование технологии SC-FDMA;

- 3. Необходимость высокоточной синхронизации по времени и частоте. Отсутствие синхронизации приводит к смещению поднесущих частот, что оказывает негативное влияние на OFDM-сигнал. Смещение поднесущих частот приводит к нарушению ортогональности и появлению искажений в сигнале;
- 4. Чувствительность к расширению спектра сигнала. Наличие такого эффекта приводит к растягиванию или масштабированию сигнала. Как правило, расширение спектра возникает при неравномерном смещении частоты каждой поднесущей, которое может быть обусловлено наличием эффекта Доплера в канале связи;
- 5. Необходимость устранения последствий многолучевого распространения сигналов. Технология OFDM эффективно борется с межсимвольной интерференцией, но при увеличении количества многолучевых компонент также увеличивается и длительность защитного интервала;
- 6. Применение защитных интервалов снижает спектральную эффективность и полезную пропускную способность технологии. Защитный интервал является частью полезного сигнала и предназначен для борьбы с межсимвольной интерференцией, при этом снижает информационную скорость передачи;
- 7. Появление переходных процессов при переходе от защитного интервала к полезному сигналу;
- 8. Наличие внеполосного излучения. Ограниченность частотного ресурса делает этот фактор немаловажным. Внеполосные излучения возникают из-за особенностей спектра OFDM-сигнала (спектр каждой поднесущей представляется как sin(x)/x). Спектр OFDM-сигнала обладает большой мощностью вне отведенного частотного диапазона, что приводит к появлению интерференции в соседних каналах;
- 9. Невозможность перестройки частоты поднесущих для уменьшения влияния сосредоточенных по спектру помех;

10. Использование пилот-сигналов снижает энергетическую эффективность.

1.1.3 Анализ устойчивости OFDM систем к помехам

Технология OFDM подвержена воздействию помех различного типа. Рассмотрим возможные помехи, которые искажают OFDM-сигнал:

- интермодуляционные помехи;
- различные нелинейные помехи;
- шум;
- многолучевое распространение;
- эффекты Доплера;
- мультипликативные помехи;
- аддитивные помехи;
- импульсные помехи;
- флуктуационные помехи;
- сосредоточенные помехи;
- узкополосные помехи.

Интермодуляционные помехи могут возникать из-за нелинейности усилителей мощности, которые, как правило, являются основной причиной снижения энергетических характеристик системы. Интермодуляция влияет как на OFDMсигнал внутри допустимой частотной полосы, так и вне, когда под воздействие попадают соседние каналы. Это приводит к ухудшению качества сигнала и, как следствие, появлению ошибок на приеме. В передающих трактах интермодуляция основном возникает из-за выходных усилителей мощности. интермодуляция может появляться и из-за других устройств, находящихся до усилителей. Стоит отметить, что для OFDM-сигналов с постоянной огибающей возможна работа без возникновения интермодуляционных помех. Но если интермодуляционные помехи все-таки появились, то для её подавления требуется OFDM-сигналов повышение мощности c целью компенсации борьбы Методы интермодуляционных помех. ПУТИ устранения

интермодуляционных помех исследованы и изучены, поэтому эти помехи не оказывают сильного влияния на OFDM-сигнал.

Различные нелинейные искажения и помехи нелинейного происхождения в сигнале могут появляться из-за ретрансляторов (аналоговых усилительных пунктов). Такие помехи снижают эффективность использования ОFDM-сигнала и дальность его передачи. Для того чтобы сохранить требуемые характеристики ОFDM-сигнала, его пропускают через специальный нелинейный преобразователь. Однако не стоит злоупотреблять количеством таких преобразователей, так как чем больше через них будет пропущен сигнал, тем больше появляется паразитных нелинейных составляющих. Исходя из этого используется общий подход для расчета нелинейных составляющих в системах с частотным разделением каналов. Для анализа получаемых последствий от таких помех необходимо локализовать частотный диапазон, который больше всего подвержен искажениям. Полученная информация может быть использована для расчета суммарной вероятности ошибки, оказываемой на OFDM-сигнал. По результатам такого анализа на этапе создания такой системы становится возможным учесть возникающие искажения сигнала и предпринять способы борьбы с ними.

В ОFDM-сигнале может появиться шум различной природы происхождения. Как правило, часто встречающимися являются фазовый шум и шум квантования аналогового цифрового преобразователя. Фазовый шум оказывает сильное воздействие на ОFDM-сигнал и может привести к полной неработоспособности системы. В связи с этим фазовый шум изучался как минимум последние десять лет. Стоит отметить, что при компенсации фазовой ошибки влияние низкочастотных компонент фазового шума сводится к минимуму, при условии, что частота работы меньше частоты следования ОFDM-символов. Компенсация фазовой ошибки никак не влияет на мощность шума неортогональности (интерференции), что всетаки создает помехи на других поднесущих. Шум неортогональности на около нулевой и активной несущих может быть представлен как аддитивный белый гауссовский шум, а на всех остальных повторяет частотно-селективную характеристику канала связи. Таким образом, суммарный шум неортогональности

является равномерно распределенным по активным поднесущим, но при этом имеет место неравномерное распределение в частотно-селективных каналах. Квантование создает возможность для сжатия информации, однако в то же время шум квантования приводит к необратимым искажениям в сигнале. Шум квантования возникает из-за округления до ближайшего уровня квантования значений каждого отсчета сигнала (см. рисунок 1.1).

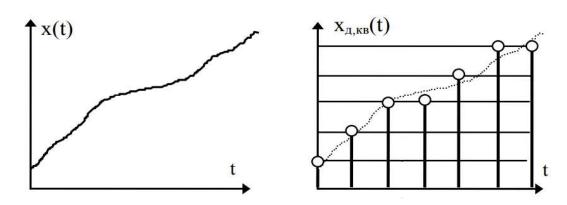


Рисунок 1.1 – Пример дискретизации по времени и уровню

Шум квантования напрямую зависит от характеристик аналогово-цифрового преобразователя (АЦП). Чем больше разрядность АЦП (т.к. есть возможность получить большее количество уровней квантования), тем меньшее влияние оказывает шум квантования на сигнал. Например, в стандарте цифрового вещания DBV-T используется 10-рязрядная АПЦ с 1024 уровнями квантования, что позволяет практически исключить влияние шума квантования на OFDM-сигнал.

Многолучевое распространение OFDM-сигнала на приемной стороне приводит к затуханию и даже к полному искажению информации на некоторых поднесущих из-за суммирования прямого и задержанного сигналов. При использовании технологии OFDM в таких условиях в сигнале будут встречаться всплески шума и, соответственно, ошибки принимаемого сигнала. Для решения такой проблемы часто используют кодирование для обнаружения и устранения ошибок в канале связи. Технология OFDM с использованием кодирования получила название Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (COFDM). Технология COFDM выступает как основной способ борьбы с многолучевым распространением. Если при передаче информации на некоторых поднесущих произошла потеря данных, то

эти данные можно будет восстановить за счет использования канального кодирования. Таким образом, применять COFDM можно в сложных условиях, даже при работе с перекрытием частот из-за нескольких базовых станций.

При работе с движущимися объектами всегда возникает эффект Доплера, в результате чего ухудшается отношение сигнал/шум, и возрастает количество ошибок. При наличии эффекта Доплера в сигнале необходимо устранить изменение ширины спектра и изменение несущей частоты. Компенсацию измерения ширины спектра можно проводить по известным принятым отсчетам сигнала, при анализе которых принимается решение о сужении или расширении спектра сигнала. На практике существует много методов компенсации такого явления. Вторая задача менее сложная и требует только компенсации смещения несущей частоты (в частности, эффект Доплера в системе DVB-T одинаково смещает все поднесущие сигнала, нарушая их ортогональность).

Наличие в сигнале мультипликативных помех приводит к искажениям в следствие случайного и известного в месте приемов изменения сигнала в канале связи. Случайная мультипликативная помеха проявляется в виде замирания сигнала. Это приводит к непрерывному и хаотическому изменениям энергии сигнала.

Аддитивные помехи, в свою очередь, можно разбить на следующие: флуктуационные, сосредоточенные и импульсные помехи. Флуктуационные помехи являются равномерно распределенными. К помехам такого типа можно отнести тепловые и космические помехи, атмосферные помехи, внутренние шумы устройств и т.д.

Основная энергия сосредоточенной помехи располагается в небольших участках частотного диапазона. Такие помехи могут иметь продолжительный характер по времени, т.к. могут быть созданы сигналами от других базовых станций из-за промышленных помех.

Импульсная помеха является последовательностью мешающих воздействий с длительностью меньше длительности полезного сигнала и может появляться в

сигнале как случайно, так и регулярно. Импульсная помеха занимает часть допустимой полосы частот и способна снизить ОСШ на приемной стороне.

При сравнении с системой с одной несущей система OFDM является более стабильной при наличие узкополосной помехи, т.к. искажается небольшой процент информации, передаваемой на этих поднесущих.

1.1.4 Анализ перспективных направлений применения OFDM сигналов

Технология OFDM сегодня находится на пике популярности. Многие ученые и научно-исследовательские центры проявляют интерес к совершенствованию технологии. Данная технология, за время своего существования, была внедрена во множество стандартов, реализовано огромное количество модемов.

Из-за известных достоинств OFDM, технологию внедряли в различные вариации цифровых стандартов спутникового, эфирного, кабельного и мобильного телевещания (PABIC, DVB, ATSC, ISDB, SBTVD/ISDB-Tb, DMB, MediaFLO); в проводные каналы связи передачи данных ADSL и VDSL; и в стандарте PLC.

Можно отметить следующие беспроводные стандарты передачи данных, в которых используется OFDM: IEEE 802.11a/g/n/ac, IEEE 802.16d/e. IEEE 802.16m и LTE-A

Также технология OFDM используется в сверхширокополосных сетях передачи данных на базе стандарта IEEE 802.15.3a (UWB – Ultra-Wideband Technology).

Исходя из тенденций развития цифровых стандартов связи (см. рисунок 1.2), можно сказать, что технология OFDM будет использоваться в высокоскоростных системах передачи данных, таких как LTE-A, Mobile WiMAX, WiBro и 5G.

1.1.5 Принцип формирования OFDM сигнала на основе стандарта DVB-T2

С использованием технологии OFDM построен физический уровень системы цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T/T2. На основе данной технологии созданы не только системы цифрового теле- или радиовещания, но и большинство других беспроводных систем, например Wi-Fi, 3G, 4G и 5G.

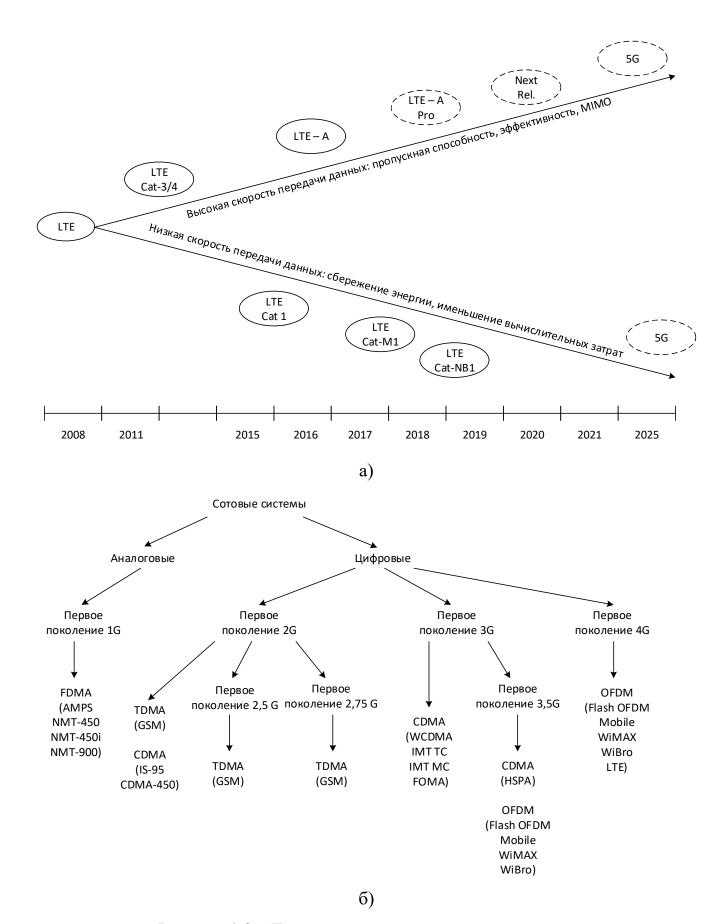


Рисунок 1.2 – Тенденции развития стандартов связи

При использовании одночастотных видов модуляции можно пренебречь интерференционными эффектами, однако технология OFDM очень чувствительна к их появлению.

Скорость передачи информации R (бит/сек) можно представить в виде:

$$R = \frac{\log_2 M}{T_s},$$

где M — это позиционность выбранного типа модуляции, T_s — длительность передачи одного элементарного сигнала.

При передаче сигнала в реальных условиях появляются переотражения радиоволн и многолучевое распространение. Таким образом, на приемной стороне оказывается несколько задержанных копий одного и того же сигнала с разной мощностью и фазовыми набегами. В результате образуется межсимвольная интерференция.

При работе на одной несущей с межсимвольными искажения (МСИ) можно бороться увеличением длительности передачи элементарного сигнала T_s . Увеличение длительности сигнала происходит до тех пор, пока оно не станет гораздо больше максимальной задержки распространения сигнала переотражении. Однако, такой подход неизбежно приводит к уменьшению скорость передачи R. Как было отмечено ранее, технология OFDM является более эффективным средством борьбы с переотражениями радиоволн и многолучевым распространением сигнала, чем методы, применяемые при передаче данных на одной несущей. При работе в условии помех сохранение требуемой скорости передачи возможно с помощью распараллеливания высокоскоростного потока данных на несколько низкоскоростных потоков.

Таким образом, полоса частот W, занимаемая спектром одночастотного сигнала, разделяется на N неперекрывающихся частотных интервалов. Каждый из этих интервалов образует независимый канал передачи данных шириной W/N (см. рисунок 1.3).

Расстояние между поднесущими в спектре OFDM-сигнала обратно пропорционально длительности элементарного OFDM-символа. Сужение спектра

эквивалентно увеличению длительности сигнала во временной области. В результате такого увеличения длительности скорость передачи данных оказывается без изменений. Для безошибочной передачи данных технология OFDM подразумевает использование ортогональных спектров элементарных сигналов (см. рисунок 1.4).

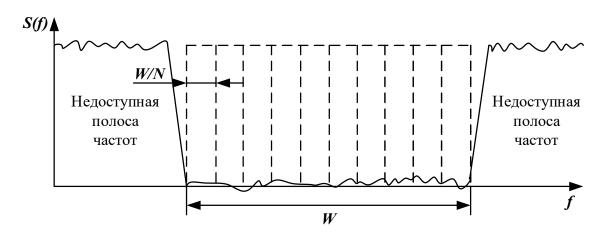


Рисунок 1.3 – Формирование независимого канале передачи данных

Использование непересекающийся спектров позволяет избавиться от межканальной интерференции (МКИ), но компенсировать уменьшение скорости не получится, так как количество передаваемой информации уменьшится. Поэтому использование именно ортогональных сигналов позволяет поддерживать скорость передачи данных на требуемом уровне при минимальной количестве ошибок.

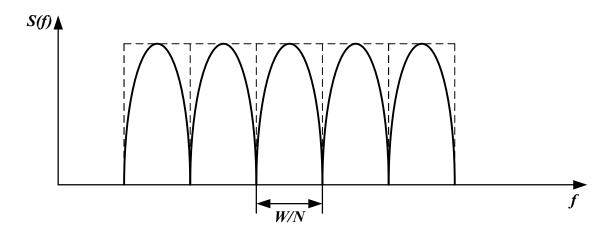


Рисунок 1.4 — Формирование непересекающихся спектров элементарных сигналов Ортогональность сигналов означает, что скалярное произведение между двумя любыми элементарными сигналами из OFDM-сигнала будет равно нулю:

$$\int s_n(t)s_l(t)dt = 0, \qquad n \neq l$$

На практике простыми для реализации ортогональными сигналами являются гармонические колебания с известными значениями амплитуды и начальной фазы, и отличающимися друг от друга только определенными частотными сдвигами:

$$s_n(t) = A_n \cos(2\pi f_n t + \varphi_n)$$
, $0 \le t \le T_s$, $n = 1, ..., N$

Таким образом, если выражение

$$\int A_n \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) A_l \cos(2\pi f_l t + \varphi_l) dt =$$

$$= \frac{A_n A_l}{2} \left[\frac{\sin(2\pi (f_n + f_l) T_s + \varphi_n + \varphi_l) - \sin(\varphi_n + \varphi_l)}{2\pi (f_n + f_l)} + \frac{\sin(2\pi (f_n - f_l) T_s + \varphi_n - \varphi_l) - \sin(\varphi_n - \varphi_l)}{2\pi (f_n - f_l)} \right],$$

и составные компоненты этого выражения представляют собой целые значения, кратные $1/T_s$, то и интеграл равен нулю. Исходя из этого f_n выбирается как n/T_s :

$$s_n(t) = A_n \cos(2\pi nt/T_s + \varphi_n)$$
, $0 \le t \le T_s$, $n = 1, ..., N$

Таким образом, $s_n(t)$ является элементарным ортогональным сигналом из OFDM-сигнала.

Как показано на рисунке 1.5, OFDM-сигнал представляет собой сумму элементарных сигналов:

$$s(t) = \sum_{n=1}^{N} s_n(t), 0 \le t \le T_s.$$

Также можно заметить, что в точках n/T_s спектр каждого субканала имеет максимум, а спектры смежных каналов имеют нулевые значения. Обеспечение ортогональности сигналов, для прямоугольной формы огибающей, возможно при значении частотного интервала равного $\Delta f = 1/T_s$.

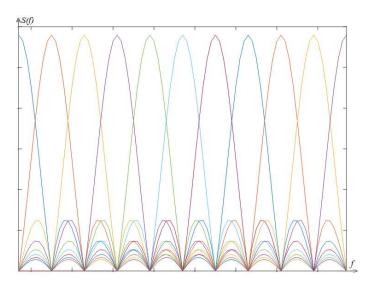


Рисунок 1.5 – Спектр OFDM-сигнала с ортогональным разделением субканалов

Самый простой и прямой способ реализации системы OFDM представлен на рисунке 1.6.

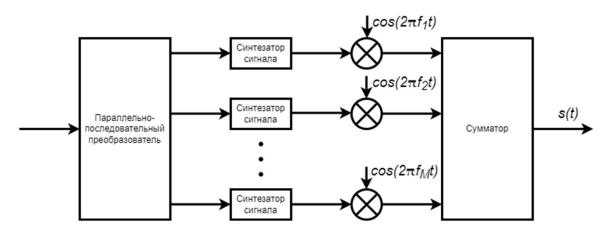


Рисунок 1.6 – Формирование OFDM-сигнала

С практической точки зрения (см. рисунок 1.6) для формирования OFDMсигнала, необходимы преобразователь сигнала из последовательного в параллельный поток данных, синтезатор формы сигналов, умножитель (перенос частоты) и сумматор. Как видно из рисунка 1.6, чем больше будет использовано субканалов, тем данный метод будет более непрактичен в использовании из-за возрастающих вычислительных затрат.

Другим подходом, который послужил толчком для повсеместного внедрения и использования технологии OFDM, стало появление дискретного преобразования Фурье, а после этого создание быстрого преобразования Фурье и развитие

цифровых процессоров. Таким образом, сигнал, полученный с использованием преобразования Фурье, можно представить как:

$$s_{sym}(t) = Re\left\{\sum_{n=1}^{N} \delta_n \exp(j2\pi nt/T_s)\right\}, 0 \le t \le T_s$$

где $\delta_n = A_n \exp\left(j\varphi_n\right)$ является модуляционным символом.

Выше рассмотрены общие принципы формирования ортогональных сигналов. Однако необходимо вернуться к вопросу о межсимвольной интерференции, возникающей в результате многолучевого распространения радиосигналов.

Как уже отмечалось, основным способом борьбы с МСИ является использование защитного интервала, который занимает часть длительности сигнала, в течение которой данные передаются по каналу связи. При использовании защитного интервала длительность OFDM-символа разделяется на полезную составляющую T_u и защитный интервал Δ . Предпочтительно чтобы T_u $>> \Delta$ с целью минимизации потерь в скорости передачи данных, с другой стороны, длительность защитного интервала должна быть достаточно большой для уменьшения ошибок, получаемых при возникновении искажений.

Использование защитного интервала может привести к нарушению ортогональности элементарных сигналов, т.к. начальный частотный разнос был $\Delta f = 1/T_s$, а после добавления защитного интервала частотный разнос полезной части сигнала составляет $\Delta f = 1/T_u$ на интервале $[-\Delta; T_s - \Delta]$.

Однако, чтобы нарушения ортогональности не было, сигнал, который передается в течение защитного интервала, является циклическим префиксом OFDM-символа, т.е. на интервале Δ передаются данные, которые формируются на последних субканалах OFDM-символа. На рисунке 1.7 показан защитный интервал, и как он получается. При этом время анализа составляет длительность полезной части сигнала T_u , поэтому анализируется либо непосредственно нужная часть символа с полезной частью сигнала, либо полезная часть OFDM-символа, восстановленная с использованием циклического префикса.

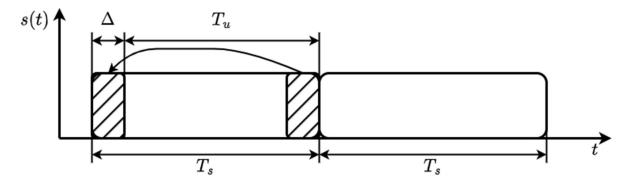


Рисунок 1.7 – Формирование защитного интервала

Использование защитного интервала в виде циклического префикса не приводит к потере ортогональности. Данное утверждение нетрудно показать аналитически:

$$\int_{-\tau}^{T_u - \tau} A_n \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) A_l \cos(2\pi f_l t + \varphi_l) dt =$$

$$= \frac{A_n A_l}{2} \left[\frac{\sin(2\pi (f_n + f_l)(T_u - \tau) + \varphi_n + \varphi_l) - \sin(\varphi_n + \varphi_l)(-\tau)}{2\pi (f_n + f_l)} + \frac{\sin(2\pi (f_n - f_l)(T_u - \tau) + \varphi_n - \varphi_l) - \sin(\varphi_n - \varphi_l)(-\tau)}{2\pi (f_n - f_l)} \right]$$

Если на всем интервале $[-\tau; T_u - \tau]$ выполняется условие частотного разноса $f_k - f_l = 1/T_u$, то ортогональность не нарушается [5].

Рассмотрим применение этих особенностей формирования сигнала для системы цифрового вещания стандарта DVB-T.

Элементарным сигналом, используемым в стандарте, является гармоническом колебание длительностью T_s , значением амплитуды A_n и начальной фазы φ_n :

$$s_0^{(n)}(t) = A_n \cos(\omega_0 t + 2\pi n t / T_u + \varphi_n)$$
, $0 \le t \le T_s$

где $\omega_0=2\pi f_0$ — несущая частота радиосигнала, а n — номер субканала из набора $N_{max}=1705$ (режим 2K) или $N_{max}=6817$ (режим 8K).

Длительность OFDM-символа T_s определяется режимом работы, длительностями полезной части символа и защитного интервала.

Значение f_0 определяется как центральное значение элементарных сигналов OFDM-символа, и определяется сеткой частот телевизионных каналов с шириной полосы сигнала примерно 8 МГц.

Использование ортогонального частотного разделения сигналов позволяет передавать данные на различных поднесущих, частотное расстояние между которыми составляет $1/T_u$, который равен 4,464 кГц и 1,116 кГц в режимах 2K или 8K соответственно.

OFDM-символ формируется суммированием элементарных сигналов, передаваемых на определенном количестве поднесущих (N_{max}), длительностью T_s :

$$s_{sym}(t) = \sum_{n=0}^{N_{max}-1} s_0^{(n)}(t) = \sum_{n=0}^{N_{max}-1} A_n \cos(\omega_0 t + 2\pi n t / T_u + \varphi_n), 0 \le t \le T_s$$

В частотной области поднесущие разделены расстоянием $1/T_u$, которое условно принимается за ширину спектра элементарного сигнала. При определенном значении поднесущих (N_{max}), ширина спектра OFDM-символа оценивается как расстояние от первой до последней поднесущей. И для режимов 2K и 8K получаются:

$$(1705 - 1) \cdot 4464 \Gamma \mu = (6817 - 1) \cdot 1116 \Gamma \mu = 7607143 \Gamma \mu$$

Значение 7,61 МГц является шириной спектра для систем телевизионного вещания, работа которых связана со стандартными телевизионными каналами шириной 8 МГц. Если же ширина канала составляет 7 МГц, то ширина спектра равна 6,66 МГц.

Работа систем телевизионного вещания происходит в различных условиях распространения радиосигналов, поэтому в стандарте DVB-T обеспечивается возможность применения 4-х различных соотношений между защитными интервалами и полезным доступным диапазоном. В таблице 1.1 показаны возможные режимы работы систем на основе DVB-T.

Таблица 1.1 – Параметры DVB-Т при разных режимах работы

		Режим 2К		
Δ/T_u	1/4	1/8	1/16	1/32
T_u , мкс	2048 T ₀ ,			
		22	24	
Δ, мкс	512 T ₀ ,	256 T ₀ ,	128 T ₀ ,	64 T ₀ ,
	56	28	14	7
T_{s} , мкс	2560 T ₀ ,	2304 T ₀ ,	2176 T ₀ ,	2112 T ₀ ,
	280	252	238	231
Режим 8К				
Δ/T_u	1/4	1/8	1/16	1/32
T_u , мкс		8192	2 T ₀ ,	
		89	96	
Δ, мкс	2048 T ₀ ,	1024 T ₀ ,	512 T ₀ ,	256 T ₀ ,
	224	112	56	28

Длительность элементарного временного интервала T_0 равна 7/64 мкс и является тактовым временем работы системы. Из таблицы 1.1 можно заметить то, что меняется только длина защитного интервала, а длина полезного сигнала остается постоянной.

С учетом этого OFDM-символ можно записать как:

$$s_{sym}(t) = \sum_{n=0}^{N_{max}-1} A_n \cos(\omega_0 t + 2\pi n(t-\Delta)/T_u + \varphi_n), 0 \le t \le T_s$$

Запишем выражение в комплексном виде, использовав символ $\delta_n = A_n$ $\exp{(j\varphi_n)}$:

$$s_{sym}(t) = Re \left\{ exp[j\omega_0 t] \sum_{n=0}^{N_{max}-1} \delta_n \exp[j2\pi n(t-\Delta)/T_u] \right\}, 0 \le t \le T_s$$

Значения амплитуд A_n и фаз φ_n , а также всего символа δ_n зависит от применяемого в результате работы метода модуляции. В системе DVB-T в

зависимости от требуемых выходных характеристик могут быть использованы разные типы фазовой и амплитудной модуляции. Например, для надежной передачи служебной информации применяется двоичная фазовая модуляция BPSK. Для передачи полезной информации могут быть использованы такие модуляции, как КАМ-16 и КАМ-64 (квадратурная амплитудная модуляция).

Стоит отметить, что формирование значений амплитуд A_n и фаз φ_n в сигнале происходит с помощью сигнально-кодового созвездия, отображающего преобразование в комплексный символ z каждого v-битового слова.

В стандарте DVB-Т сигнально-кодовое созвездие для разных модуляций может быть: равномерным или неравномерным, иерархическим или неиерархическим.

В системе DVB-Т используется только модуляция вида КАМ, поэтому можно сказать, что квадратурная фазовая модуляция представляет собой четырехпозиционную квадратурную амплитудную модуляцию.

Пример сигнально-кодового созвездия показан на рисунке 1.8. В основе представленного созвездия лежит код Грея, при котором соседние точки соответствуют входным двоичным последовательностям, формируемым в один символ. Все точки созвездия находятся в узлах квадратной решетки. Данное созвездие показывает расположение символов для модуляции QPSK, т.е. один символ QPSK состоит из 2 передаваемых бит.

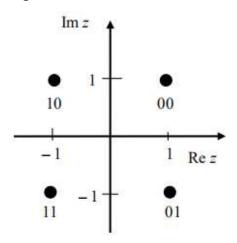


Рисунок 1.8 – Сигнально-кодовое созвездие для КФМ

Такое созвездие состоит из 4 точек, которые расположены на вершине квадрата. Скорость передачи в таком варианте не сильно увеличивается, но при этом передача символов является достаточно помехоустойчивой. В свою очередь, многопозиционные созвездия КАМ-16 и КАМ-64 имеют различные конфигурации в зависимости от режима работы (который отражается параметром α , и определяет выбор нормирующего множителя c, см. таблицу 1.2). Таблица 1.2 — Нормировочный множитель для выбора режима работы

Вид модуляции	Параметр режима	Множитель
КФМ	$\alpha = 1$	$c = 1 / \sqrt{2}$
KAM-16	$\alpha = 1$	$c = 1 / \sqrt{10}$
KAM-16	$\alpha = 2$	$c = 1 / \sqrt{20}$
KAM-16	$\alpha = 4$	$c = 1 / \sqrt{52}$
KAM-64	$\alpha = 1$	$c = 1 / \sqrt{42}$
KAM-64	$\alpha = 2$	$c = 1 / \sqrt{60}$
KAM-64	$\alpha = 4$	$c = 1 / \sqrt{108}$

При выборе $\alpha=1$ и КАМ-16 созвездие будет равномерным, и все точки созвездия будут находиться на вершинах, примыкающих друг к другу одинаковых квадратов со стороной, равной двум (см. рисунок 1.9). При формировании ОFDМ-символа координаты всех точек для КФМ делятся на $\sqrt{2}$; для КАМ-16 – на $\sqrt{10}$; для КАМ-64 – на $\sqrt{42}$ [5].

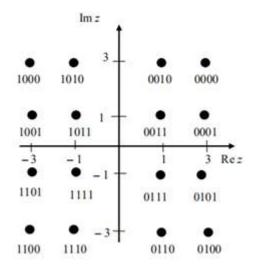


Рисунок 1.9 — Сигнально-кодовое созвездие для КАМ-16 при $\alpha = 1$

Если будет использоваться неравномерная КАМ-16 (значение $\alpha = 2$), то все еще возможно симметричное удаление точек созвездия. Минимальное расстояние

между точками будет равно четырем, и точки по-прежнему располагаются в вершинах квадрата. При создании OFDM-символа координаты точек делятся на $\sqrt{20}$ (KAM-16) и $\sqrt{42}$ (KAM-64, см. рисунок 1.10).

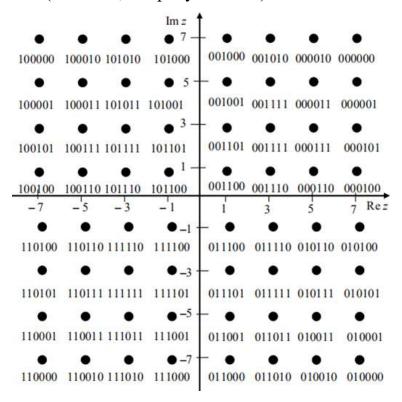


Рисунок 1.10 – Сигнально-кодовое созвездие для КАМ-64

При анализе рисунков 1.8, 1.9 и 1.10 можно заметить, что сигнальные созвездия КФМ, КАМ-16 и КАМ-64 создаются друг из друга. Таким образом, точка созвездия КФМ общая для всех точек созвездия КАМ-16, располагающаяся в той же четверти, и, соответственно, КАМ-16 может являться частью КАМ-64. Такая структура делает возможным демодуляцию точек созвездий КАМ-16 и КАМ-64 с помощью КФМ, таким образом получая большую достоверность о принимаемых данных.

Если обобщить вышесказанное, то OFDM-символ, передающий полезную и служебную информацию, представляет собой набор точек из сигнально-кодового созвездия, которые будут передаваться на соответствующих поднесущих.

1.2 Обзор различных вариантов технологий частотного мультиплексирования на основе OFDM

Начало развития теории N-OFDM было положено в 2001 году В.И. Слюсарем. Это направление получилось усовершенствованием технологии OFDM. Основное отличие состояло в сверхрелеевском мультиплексировании сигналов по частоте с последующей демодуляцией сигналов путем оптимального решения системы уравнений правдоподобия относительно оценок амплитуд.

Стоит отметить, что необходимость ортогональности поднесущих является основным условием для OFDM. Исходя из этого, можно отметить такие недостатки OFDM-сигнала, как ограниченная спектральная эффективность при использовании относительно широкой полосы частот, невозможность адаптивного маневра частотой поднесущей для отстройки от сосредоточенных по спектру помех, чувствительность к доплеровскому смещению частоты, что снижает варианты реализации высокоскоростной связи между движущимися абонентами [6].

Технология использования не ортогональных по частоте сигналов в концепции FDM получилась путем анализа действующих и разрабатываемых стандартов беспроводной передачи данных, в том числе на основе технологий МІМО и смартантенн. Анализ показал, что резервы для совершенствования классического OFDM практически исчерпаны. Как пример, можно привести стандарты 802.11ас, 802.16m, 802.11n, а также LTE, в которых технология OFDM не получила какихлибо усовершенствований [6].

Технология N-OFDM расшифровывается как Non-Orthogonal Frequency Division Multiplexing, т.е. неортогональное мультиплексирование с разделением частот. В работах [7, 8] также использовался альтернативный термин – Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing (SEFDM). Основной принцип такой технологии (см. рисунок 1.11) заключается в произвольной расстановке поднесущих относительно АЧХ частотных фильтров.

Частотный разнос сигналов может быть меньше релеевского предела разрешения (1/T), т.е. в один частотный фильтр может попасть несколько поднесущих. Такой вариант частотного уплотнения каналов можно использовать

как для решения характерных для OFDM-сигнала проблем, так и частотное позиционирование для дополнительной защиты информации.

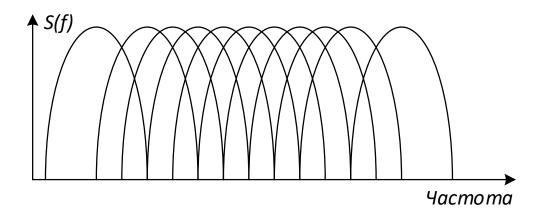


Рисунок 1.11 – Спектр N-OFDM сигнала

Демодуляция таких сигналов предполагает использование классической процедуры ортогонализации сигналов Грама-Шмидта, которая превращает линейно-независимую систему векторов в ортонормированную. К недостаткам такого способа относится существенный рост ошибок ортогонализации при увеличении числа поднесущих сигналов в формируемом пакете. Более устойчивой к появлению ошибок является процедура ортогонализации Левдина. При использовании процедуры ортогонализации появляется необходимость в выполнении амплитудно-фазовой коррекции сигналов.

Начиная с 2007 года, технологией N-OFDM пристально заинтересовались китайские ученые. Некоторые особенности, которые привнесли в эту технологию китайские ученые, изложены в [7]. В этой работе отмечается важность метода N-OFDM для использования его в современных системах связи, а также использование совокупности технологии МІМО и адаптивной процедуры N-OFDM, использование набора импульсных сигналов с произвольными огибающими импульсов и разными номиналами их несущих.

Возвращаясь к начальной концепции от 2001 года, данный подход предполагает сверхрелеевское частотное уплотнение. Этот подход является обобщением технологии OFDM и отличается частотным уплотнением сигналов по частоте от классических методов. Также демодуляция сигналов производится путем

оптимального решения системы уравнений правдоподобия относительно неизвестных оценок амплитуд [5].

Идея демодуляции N-OFDM сигналов состоит в оценке квадратурных составляющих амплитуд сигналов в приемнике, при условии, что используется амплитудно-фазовая модуляция. Однако, в любом случае, перед процедурой демодуляции должно быть выравнивание (восстановление) уровней поднесущих исходного пакета.

К классу неортогональных сигналов также можно отнести FBMC и GFDM. Формы сигналов в данных технологиях получены с помощью частотного мультиплексирования с множеством несущих. Также форма таких сигналов может быть получена с использованием банка (гребенки) частотных фильтров. Основой FBMC и GFDM является дополнительная процедура фильтрации сигнала перед выполнением преобразования Фурье. Фильтрация позволяет повысить спектральную эффективность и подавить внеполосные излучения (см. рисунок 1.14). Основной особенностью FBMC является использование цифровых фильтров. Поэтому некоторые технологии, использующие фильтрацию сигналов, будут рассмотрены более подробно далее.

Технология GFDM (сигнал с обобщенным частотным уплотнением) предназначена для компенсации недостатков OFDM-сигнала и используется для передачи данных в требуемых распределенных частотных диапазонах благодаря относительно низкому уровню внеполосных излучений.

Принцип блока концевой конструкции состоит в добавлении в циклический префикс данных от последних поднесущих (рисунок 1.12). В системе GFDM, так же, как и в OFDM, используется циклический префикс, но занимающий значительно меньше ресурсов. Для эффективного использования доступного частотного диапазона данные передаются блоками как в частотной, так и во временной области. Так, в GFDM используется только один циклический префикс в начале передачи блока, в то время как в OFDM циклический префикс используется для каждого передаваемого символа. Технология GFDM с помощью защитных интервалов устраняет интерференцию между передаваемыми блоками,

но межсимвольные искажения (МСИ) при этом остаются. Поэтому для устранения МСИ в GFDM используются «sinc», «raised cosine» и «root-raised cosine» фильтрацию для формирования сигналов. Например, сигналы основе sinc-фильра в частотной области минимизируют проявления МСИ за счет близкой к прямоугольной форме сигналов. На рисунке 1.13 рассмотрен процесс приема GFDM-сигналов.

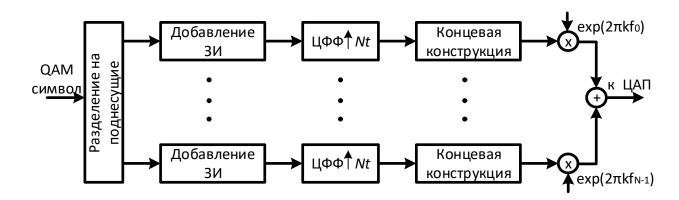


Рисунок 1.12 – Структурная схема GFDM передатчика

Технология COFDM представляет собой разновидность OFDM, которая используется в совокупности с канальным кодированием. Использование канального кодирования предполагает коррекцию ошибок (FEC). За счет передачи избыточной информации возможно восстановление искаженных данных.

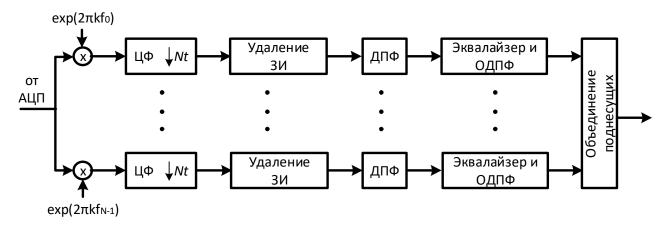


Рисунок 1.13 — Структурная схема для приема GFDM-сигналов

Технология SC-FDMA в сравнении с OFDM обеспечивает более низкий уровень пик-фактора. По способу создания сигналов SC-OFDM можно выделить следующие: распределенная расстановка (обеспечивается лучшее значение пикфактора) и локальная расстановка (обеспечивается большая пропускная

способность). В отличие от системы OFDM в данной технологии используется дополнительное ДП Φ /ОДП Φ .

1.3 Обзор технологии субполосной передачи данных

Для повышения спектральной эффективности и увеличения скорости передачи информационных данных (по сравнению с OFDM) могут быть использованы такие технологии субполосной передачи данных, как FBMC (Filter Bank Multi Carrier), UFMC (Universal Filtered Multi-Carrier), F-OFDM (Filtered Orthogonal frequencydivision multiplexing) И RB-F-OFDM (Resource block Filtered-OFDM). технологий подразумевает Использование данных разбиение доступного частотного диапазона на более маленькие частотные диапазоны и формирование сигнала в каждой субполосе. В каждой субполосе осуществляется фильтрация сигнала, что позволяет существенно снизить уровень боковых лепестков от поднесущих.

Еще одним важным недостатком OFDM, которое устраняется с помощью применения фильтрации, проявляется при попытке передачи данных с помощью группы частот неортогональных к соседним каналам, называемой в литературе агрегацией несущих. Неидеальность характеристик банка фильтров, используемых в ОБПФ/БПФ при создании OFDM, создает значительные внеполосные излучения для соседних каналов, и, в свою очередь, реагирует на входное внеполосное излучение от этих же каналов. Такие же проблемы возникают, если попытаться использовать OFDM для заполнения неиспользуемых частотных диапазонов в спектре когнитивных радиостанций. Методы уменьшения внеполосных излучений в технологии OFDM оказываются очень ограниченными по производительности и возрастанию вычислительных ресурсов приводят к резкому при работе передатчика и приемника. Например, известные методы подавления боковых работах [9-11], предложенные В обеспечивают лепестков, подавление внеполосного излучения всего на 5-10 дБ, при этом значительно усложняют реализацию передатчика и приводят к некоторой потере эффективности частотного диапазона.

1.3.1 Обзор технологии FBMC

Технология OFDM является эффективным решением для создания связи по типу точка-точка, например, от базовой станции к мобильной и наоборот. При применении данной технологии возможно уменьшение вычислительных ресурсов и обеспечение высокой спектральной эффективности. Однако, при встраивании OFDM в более сложные системы появляется множество проблем. Например, использование технологии в восходящем канале многопользовательских сетей, известное как OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access – множественный доступ с ортогональным разделением частот), требует точной синхронизации сигналов пользователей на входе базовой станции. Оказалось, что процесс установления синхронизации является трудной задачей, особенно в мобильных системах, где доплеровские сдвиги от различных пользователей трудно анализируемы. Синхронизация по несущей частоте и времени представляет собой наиболее сложную задачу в системах OFDMA и является одним из самых проблем. Чтобы бороться с этой проблемой, некоторые существенных исследователи понизили требования к точной синхронизации несущей между пользователями и предложили многопользовательские методы подавления помех [12-15]. Эти методы, как правило, очень сложны в реализации. Их реализация увеличивает сложность приемника на порядки [16]. Следовательно, одно из главных преимуществ OFDM – низкая сложность, будет утрачено.

Из-за возникающей сложности построение системы синхронизации для систем на основе OFDM, теряется такое достоинство системы, как простота реализации, поэтому возник повышенный интерес к использованию альтернативной технологии - банку фильтров со многими несущими (технология FBMC – Filter Bank Multi Carrier, см. рисунок 1.15).

В технологии FBMC каждая поднесущая сигнала фильтруется отдельно (с помощью фильтра-прототипа), за счет чего происходит снижение уровня внеполосных излучений и повышается устойчивость к межсимвольной интерференции. Кроме того, низкий уровень внеполосного излучения при применении фильтрации позволяет использовать FBMC без особых сложностей в

восходящей линии связи многопользовательских сетей [17, 18]. Преимуществом технологии является то, что при использовании FBMC нет необходимости использовать синхронизацию сигналов. С другой стороны, по сравнению с OFDM, FBMC не справляется с передачей каналов с несколькими входами и несколькими выходами (МІМО), хотя в литературе встречаются упоминания использования банка фильтров в каналах МІМО, например [19-21]. Стоит также отметить, что фильтрация сигнала будет эффективной только в том случае, если количество коэффициентов фильтра будут в несколько раз превышать размер ОБПФ для сигнала ОFDM (в частном случае классический OFDM можно считать FBMC).

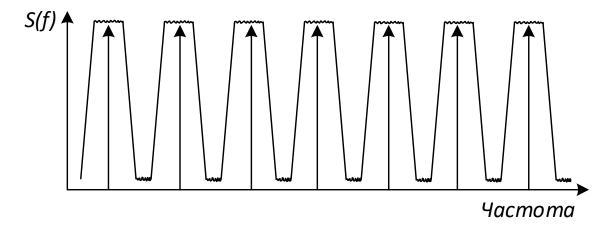


Рисунок 1.14 — Формы спектра FBMC и GFDM сигналов

Если отдельно рассматривать каждую поднесущую, то групповой сигнал можно представить следующим образом:

$$x(t) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} x_n(t),$$

где

$$x_n(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k^{(n)} a_n(t - kT),$$

$$a_n(t) = a(t)e^{j2\pi nt/T},$$

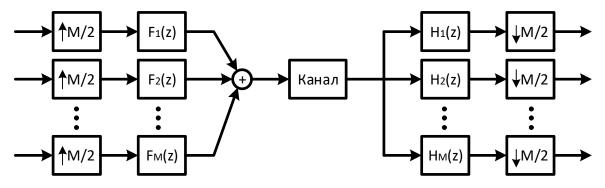


Рисунок 1.15 – Структурная схема FBMC

Стоит также отметить, что схема построения системы FBMC (см. рисунок 1.6) может также использоваться и в системе OFDM.

Внедрение технологии FBMC предполагалось еще в 1993 году компанией AWARE Inc. (М. Цаннес и др.) на этапе развития проводных систем передачи данных (например, ADSL), однако из-за высокой сложности реализации и больших вычислительных ресурсов, по сравнению с конкурентами, технология так и не вошла с состав стандарта. В литературе банк фильтров со многими несущими иногда называли как дискретный мультитон с несколькими несущими (DWMT – Discrete Wavelet Multitone). Стоит также отметить, что DMT (discrete multitone) эквивалентное название для OFDM в литературе применительно к цифровым абонентским линиям DSL (DSL – Digital Subscriber Line). Реализация модуляции в DWTM, предложенная Цаннесом, была значительно сложнее, чем у DMT в первую очередь из-за сложной структуры эквалайзера. При дальнейшем исследовании FBMC выяснилось, что если каждая несущая будет достаточно узкой, то её аппроксимация не будет требовать больших вычислительных затрат. В сообществе PLC (Power Line Communications) это обнаружение получило название вейвлет-ОFDM и был принят в стандарте IEEE P1901 [22].

Главной причиной исследований и интереса к технологии FBMC было устранение входных и выходных шумов, которые возникали из-за сильных радиопомех при передаче данных по медным линиям. Однако из-за отсутствия обратной совместимости, технология так и не была применена в передачи данных в DSL. Еще одна неудачная попытка внедрить FBMC была в компании France Telecom [23] в стандарте IEEE 802.22 для доступа к телевизионным диапазонам в

беспроводных сетях сельской местности (WRAN) с помощью когнитивного радио. На данный момент единственным стандартом передачи широкополосных данных на основе FBMC является технический стандарт цифровой радиосвязи TIAs [24].

Поиск спектрально эффективных решений для базовых форм сигналов для передачи данных снова вызвал большой интерес к FBMC для беспроводных стандартов связи. Поэтому все рассмотренные далее технологии, применяющие фильтрацию сигналов, можно рассматривать как частные случаи метода формирования на основе банка фильтров с множеством несущих.

1.3.2 Обзор технологии UFMC

Использование фильтрации позволяет снизить уровень боковых лепестков каждой поднесущей, таким образом сигнал получается более устойчив к ошибкам оценок частотных и временных сдвигов, и поэтому не требуется использование сложных систем синхронизации, что особенно важно при использовании на доступной элементной базе, где существуют определенные трудности в реализации и хранении данных.

В технологии FBMC поднесущие сигнала фильтруется индивидуально, тем самым уменьшается уровень внеполосного излучения и одновременно повышается устойчивость сигнала к интерференции между соседними поднесущими. Однако для получения всех преимуществ от данной технологии длина фильтра должна быть в несколько раз больше, чем размер сигнала. Использование фильтров высокого порядка приводит к снижению эффективности передачи сигнала во временной области и, как следствие, увеличению задержки передачи сигнала.

Чтобы уйти от проблем FBMC, на основе данного метода формирования сигнала была предложена технология UFMC. В отличие от FBMC в UFMC фильтруется группа поднесущих, тем самым формируются субканалы, состоящие из определенного количества соседних поднесущих частот. Использование такого подхода приводит к уменьшению внеполосных излучений без существенного увеличения длины сигнала. Стоит отметить, что разбиение сигнала на субканалы позволяет существенно уменьшить порядок используемых фильтров (принцип

разбиения доступного частотного диапазона на субканалы показан на рисунке 1.16). Поэтому основным выигрышем технологии UFMC перед FBMC является меньшая задержка при передаче информационных данных.

Схема системы на основе технологии UFMC показана на рисунке 1.17. В технологии OFDM символы с квадратурной амплитудной модуляцией размера N подаются на N-точечное обратное преобразование Фурье для формирования, огибающей OFDM-символа.

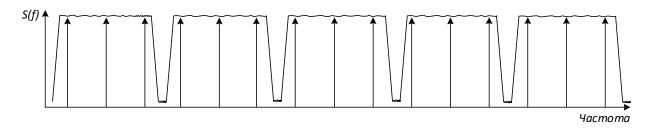


Рисунок 1.16 – Пример формирования сигнала на основе технологии UFMC в частотной области

В технологии UFMC входные данные разбиваются на M блоков, и каждый из полученных сигналов подается на отдельный блок N-точечного преобразования Фурье. Так как размер сигнала в M раз меньше N, то он предварительно расширяется нулями до N. Тем самым частотный диапазон формируется из M субканалов, последовательно расположенных друг за другом.

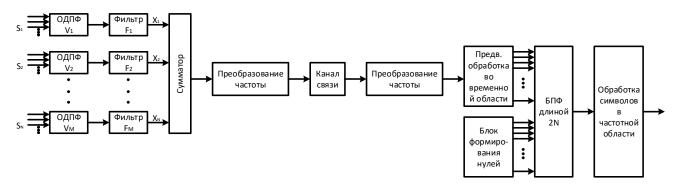


Рисунок 1.17 — Схема формирования сигнала на основе технологии UFMC

Количество субканалов в системе определяется исходя из предъявляемых требований. Если доступный частотный диапазон будет фрагментированным, то субканалы можно расположить по доступным участкам, а потом динамически их изменять в зависимости от занятости частотного диапазона другими системами передачи данных.

Сигналы на выходе преобразования Фурье подаются на цифровые фильтры. Частотные характеристики цифровых фильтров могут быть сдвинуты по частоте для формирования нужного субканала.

Расчет цифровых фильтров с конечной импульсной характеристикой с требуемыми параметрами предполагает использование весовых последовательностей конечной длины (весовые окна), которые получаются на основе бесконечной импульсной характеристики идеального фильтра [25]. Такой подход, при котором требуемая характеристика цифрового фильтра получается с помощью усечения импульсной характеристики идеального фильтра весовым окном, называется взвешиванием.

Таким образом, расчет «хорошего» весового окна является важным моментом и сводится к математической задаче поиска ограниченной во времени функции, преобразование Фурье которой наилучшим образом аппроксимирует функцию, ограниченную по частоте, т.е. имеющую минимальную энергию за пределами доступного частотного диапазона.

Для получения требуемых характеристик системы, работающей с помощью технологии UFMC, стоит учитывать длину весового окна фильтра (является ключевым параметром в системе). Использование большой длины весового окна позволяет устранить внеполосные излучения, повысить устойчивость к ошибкам и искажениям. Однако, большая длина весового окна приводит к расширению импульсной характеристики фильтра, тем самым увеличивается длина UFMC-символа.

Основной рекомендацией при работе системы на основе технологии UFMC является использование фильтров, полученных с помощью весового окна Дольфа-Чебышева, а длину весового окна формировать около 7% от длины символа на выходе преобразования Фурье и приблизительно равной длине защитного интервала для OFDM-сигналов [26-27].

Групповой сигнал данной технологии получается сложением всех субканалов, после чего переносится на несущую и передается по каналу связи.

Использование фильтрации в технологии UFMC предотвращает наложение символов соседних субканалов друг на друга при увеличении задержки распространения, что препятствует возникновению межсимвольной интерференции. Так как при фильтрации символов образуется сглаживание фронтов, то отсутствие межсимвольной интерференции будет до тех пор, пока задержка распространения сигнала в канале не превышает длину весового окна цифрового фильтра.

Спектральная плотность мощности сигнала на основе UFMC показана на рисунке 1.18, где сигнал состоит из 5 субканалов по 20 поднесущих и с использованием цифровых фильтров с подавлением боковых лепестков в 60 дБ.

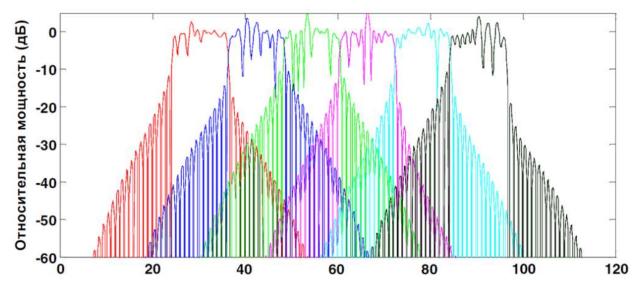


Рисунок 1.18 — Спектральная плотность мощности индивидуальных субканалов.

При сравнении спектральной плотности мощности одного субканала сигнала UFMC с OFDM-сигналом (см. рисунок 1.19) можно заметить, что уровень боковых лепестков у UFMC значительно ниже, чем у OFDM (в сигналах используется по 20 поднесущих). Таким образом, технологию UFMC можно считать более устойчивой к интерференции между субканалами, возникающих из-за частотных сдвигов в канале передачи данных.

На приемной стороне происходит преобразование частоты принятого сигнала, обработка во временной области, фильтрация и синхронизация. Далее принятый сигнал преобразуется в частотную область, с помощью прямого преобразования

Фурье, для последующей обработки. Так как длительность UFMC сигнала получается исходя из длительности обратного преобразования Фурье и длины весового окна фильтра, то для преобразования из временной области в частотную необходимо использовать 2N-точечное преобразование Фурье, а незначащие отсчеты заполняются нулями.

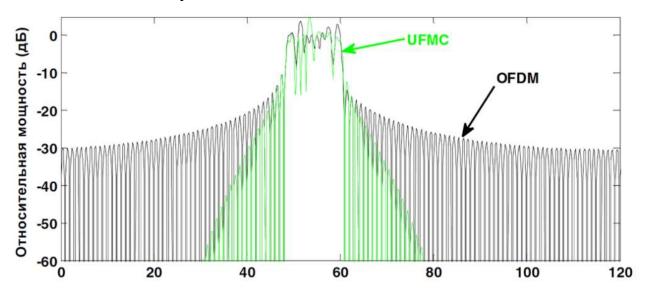


Рисунок 1.19 – Спектральные плотности мощности UFMC и OFDM

После преобразования Фурье нулевые отсчеты из последующей обработки исключаются. Дальнейшая обработка полученного сигнала соответствует обработке OFDM-сигнала.

Сравнения систем на основе технологий UFMC и OFDM были проведены в работе [28]. Исследованы влияния характеристик фильтров, ошибок оценок частотных и временных сдвигов, многолучевость и помехоустойчивость.

Стоит отметить, что выигрыш спектральной эффективности технологии UFMC по сравнению с OFDM достигается за счет отсутствия защитного интервала в сигнале, длительность которого может составлять от 7 до 10% от длительности сигнала, и таким образом удается повысить скорость передачи данных. Однако наличие дополнительной фильтрации сигнала в технологии UFMC увеличивает длину сигнала и тем самым снижает скорость передачи. Соответственно, чем больше длина весового окна, тем больше вероятность того, что выигрыш от использования данной технологии будет незначительным. Повышение скорости передачи данных возможно за счет использования фильтров с небольшой длиной

импульсной характеристики (длина ИХ в несколько раз меньше защитного интервала).

За счет подбора длины весового окна фильтра может быть получен выигрыш в спектральной эффективности при сохранении характеристик работы системы таких же, как и для OFDM. Исследование влияния ошибок оценки частотных сдвигов в канале показано в статье [28]. Можно отметить, что UFMC обеспечивает лучшую устойчивость к ошибкам оценок частотных сдвигов, что может упростить систему синхронизации устройств. Энергетический выигрыш технологии UFMC по сравнению с OFDM может составлять до нескольких десятков дБ. Исследования работы системы при наличии многолучевости в канале связи показали, что отсутствие защитного интервала не ухудшает устойчивость технологии UFMC к ошибкам оценки временного сдвига по сравнению с технологией OFDM.

1.3.3 Обзор технологии F-OFDM

Данная технология появилась из-за поиска новых спектрально-эффективных методов передачи информации для мобильных сетей 5-го поколения (5G). Требования к данным сетям обсуждались на протяжении нескольких лет и в последние годы были четко сформулированы [29-31]. Технологии OFDM уже не хватает для обеспечения высокоскоростной передачи данных со скоростью в десятки Гбит/сек на коротких расстояниях, поэтому нужны новые технологии для реализации надежного радиодоступа c повышенной спектральной эффективностью. В мобильных сетях LTE 4G технология OFDM полностью покрыла все нужды стандарта по частотной избирательности и повышения эффективности использования спектра. В последние годы все чаще говорят о том, что технология, которая будет лежать в основе передачи данных стандарта 5G, должна соответствовать следующим требованиям:

- услуги, адаптированные к различным потребностям и характеристикам канала;
 - уменьшение внеполосного излучения;
 - дополнительная устойчивость к частотно-временным рассогласованиям.

При анализе предъявляемых требований к методу передачи данных использование OFDM становится недостаточным из-за:

- 1. Постоянное развитие информационных технологий приводит к появлению новых видов коммуникационных услуг с разнообразными требованиями к быстродействию и производительности. Например, для того чтобы избежать коллизии между быстродвижущимися транспортными средствами, система связи должна обладать очень низкой задержкой и высокой надежностью передачи данных. Поэтому при наличие таких требований, использование технологии OFDM, как в 4G, является не лучшим выбором (т.к. является не сильно чувствительной к задержкам). Между тем, для того чтобы обеспечить требуемый радиодоступ с низким энергопотреблением, вместо OFDM предпочтительнее было использовать узкополосную форму сигнала с одной несущей (например, для обеспечения возможности использовать Интернет вещей). Таким образом, технологии OFDM, с однообразным способом формирования поднесущих во всей потребностям полосе, удовлетворить различных новых трудно типов коммуникационных услуг.
- 2. Несмотря на то, что OFDM способен обеспечить высокую эффективность спектра, используя ортогональное частотное мультиплексирование, борьба с внеполосным излучением по-прежнему остается важной и актуальной задачей. В частности, в сетях LTE 10% от доступного частотного диапазона используется в качестве защитного интервала, чтобы свести к минимуму возникающую межканальную интерференцию. Таким образом, значительная часть доступного диапазона используется неэффективно.
- 3. В технологии OFDM доступный частотный диапазон равномерно распределяется между элементарными сигналами для передачи информации. Для достижения ортогональности и устранения межсимвольных или межканальных помех требуется строгое соблюдение временных и частотных интервалов, что обуславливает использование сложных систем синхронизации. Таким образом, эффективность использования технологии OFDM без системы синхронизации сводит все преимущества к минимуму.

Следовательно, чтобы удовлетворить вышеописанным требованиям и устранить выявленные проблемы в технологии OFDM, используется новых метод формирования сигнала, который называется Filtered-OFDM (F-OFDM). Основной принцип, который используется в данной технологии это разделение на субканалы и фильтрация независимых OFDM-символов (возможно использование и других видов формирования сигналов) в требуемом частотном диапазоне [32]. Использование технологии F-OFDM позволяет сохранить все преимущества OFDM, при этом устраняя часть её недостатков. К преимуществам использования F-OFDM можно отнести следующие моменты:

- использование фильтрации в субканалах позволяет упростить системы синхронизации, и появляется возможность использовать асинхронную передачу данных;
- появляется возможность не использовать защитный интервал, так как одной из задач используемых фильтров, является борьба с внеполосным излучением;
- каждый субканал может быть адаптивно перестроен под конкретные нужны определенного типа коммуникационной услуги или целого стандарта.

Таким образом, использование технологии F-OFDM в 5G в полном объеме покрывает потребности стандарта, при этом общая эффективность используемого спектра значительно выше, чем в технологии OFDM. Технология F-OFDM получается привлекательной с точки зрения общей производительности, а также обладает совместимостью с технологией OFDM, что позволит произвести плавный переход от 4G LTE к 5G.

В технологии 5G выделяется более большая полоса пропускания (примерно 100-200 МГц), что позволит увеличить скорость передачи данных. Использование F-OFDM предполагает разбиение полосы пропускания на несколько субканалов. Каждый субканал передает классический OFDM, однако сигнал адаптирован под допустимые возможности передачи данные используемой частотной полосы, например с эффективным разнесением поднесущих, длиной защитного интервала и т. д. Использование фильтрации в каждом субканале устраняет межканальные помехи. В результате фильтрации нарушается ортогональность между

субканалами, что приводит к более низким показателям внеполосного излучения и возможности использования асинхронной передачи. Таким образом, сложная система синхронизации больше не требуется, в отличие от обычного OFDM. При этом F-OFDM обеспечивает уменьшение защитной полосы, что приводит к эффективному использованию спектра.

Структурная схема приемной и передающей части F-OFDM показана на рисунке 1.20. В каждом субканале могут передаваться OFDM сигналы с различными параметрами (а может и с помощью другой технологии) такими как разнос поднесущих, длительность защитного интервала и длительной передачи сигнала.

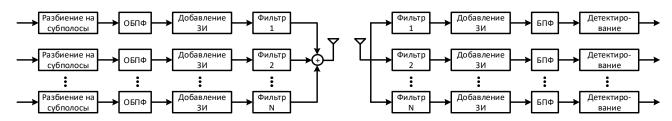


Рисунок 1.20 — Структурная схема приемопередатчика технологии F-OFDM

В технологии F-OFDM частотно-временное распределение сигнала является более гибким по сравнению с классическим OFDM (где используется только равномерное распределение). На рисунке 1.21 показана гибкость рассматриваемой технологии.

В структуре символа F-OFDM можно использовать сигналы с одной несущей для обеспечения возможности использования Интернета вещей. Таким образом, происходит адаптивная подстройка доступного частотного диапазона под нужды конкретных услуг и протоколов.

Так как F-OFDM предполагает гибкое управление частотным ресурсом, то при использовании данной технологии возможен плавный переход от 4G LTE к 5G (т.е. плавный переход от OFDM к F-OFDM) [32]. Примерный начальный переход подразумевает использование только 10% части доступного частотного ресурса, который в 4G был отведен для защитного интервала. При таком подходе появляется возможность работать как в сетях 4G LTE, так и в сетях нового поколения 5G (см. рисунок 1.22).

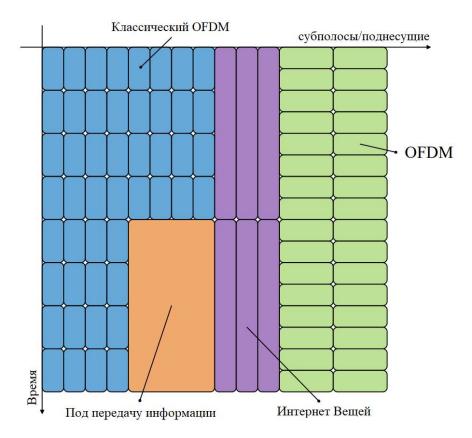


Рисунок 1.21 — Формирование сигнала в технологии F-OFDM

Таким образом, F-OFDM позволяет использовать как новые, так и старые способы передачи информации без существенных модернизаций оборудования и финансовых потерь.

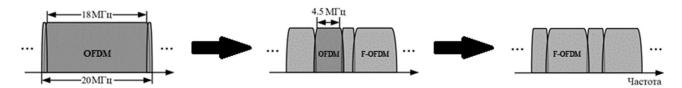


Рисунок 1.22 – Возможный плавный переход от 4G к 5G

Для разделения субканалов, устранения влияния межполосных помех и достижения всех преимуществ F-OFDM необходимо синтезировать фильтры определенным образом. Реализация фильтра предполагает компромисс между частотными и временными характеристиками, а также между частотной избирательностью и порядком фильтра. Для реализации гибкости системы, требуется инструмент, позволяющий создавать нужные фильтры в режиме онлайн для любых заданных требований к спектру. На практике обычно используются фильтры либо с усеченный идеальной характеристикой, либо равномерной характеристикой. Усечение импульсной характеристики идеального фильтра

может производиться различными оконными функциями, например окном Ханна или окном корня из приподнятого косинуса. Такие фильтры будут хорошо бороться с межсимвольной интерференцией (см рисунок 1.23), однако будут трудно реализуемы в режиме онлайн и не приведут к дополнительной эффективности. Равноволновые фильтры, синтезированные по алгоритму Ремеза, обладают ошибкой минимальной желаемой фактической частотной между И характеристикой, таким образом может быть получена более прямоугольная форма АЧХ, по сравнению с фильтрами с усеченной импульсной характеристикой. Однако с чрезвычайно узкой переходной зоной при фильтрации может появляться неоднородность в полосе пропускания, что ограничивает производительность и ухудшает отношения сигнал/шум. При этом главной проблемой в синтезе таких фильтров является возникающая межсимвольная интерференция. Кроме этого, алгоритм Ремеза требует итеративной оптимизации, что не оптимально использовать при быстрой адаптации к требуемым условиям. Таким образом, подбор фильтра является сложной и важной проблемой, которая до сих пор остается не решенной.

Технология F-OFDM позволяет практически полностью минимизировать использование защитного интервала, за счет использования подобранных фильтров. В появившемся доступном частотном диапазоне будут передаваться несколько сигналов, сохраняя стандартный частотный разнос для системы 4G LTE. Например, при использовании M-позиционной модуляции, где Mниже 8, позволяет передавать информацию без защитных интервалов, а при M=64требуется только интервал, равный двум поднесущим. Даже если мощность передачи в соседних поддиапазонах повышается, то двух защитных интервалов хватает чтобы подавить межполосные помехи. При грамотном распределении и планировании использования частотного ресурса, например с использованием M >16 в середине диапазона и M < 4 по краям, позволяет не использовать защитный интервал.

На практике, крайне редко, могут встречаться системы с узкими субканалами (к примеру, меньше 100 кГц), что приводит к сложностям построения фильтров.

При создании фильтра под такие условия могут возникать межсимвольные помехи из-за увеличивающихся неравномерностей на границах фильтра. В системе OFDM выбор длительности защитного интервала, для устранения межсимвольных помех, должна определяться длиной задержки при многолучевом распространении. Однако, данный метод не является лучшим вариантом для использования в F-OFDM, так как расширение неравномерности на границах фильтра приведет к неоправданным увеличениям защитного интервала (от которого стараются избавиться). Идеальным вариантом использования технологии F-OFDM являются частотные диапазоны, которые имеют среднюю или большую пропускания, тогда главный лепесток требуемого фильтра будет достаточно узким, и дополнительного подавления неравномерности на границах не требуется (см. рисунок 1.23).

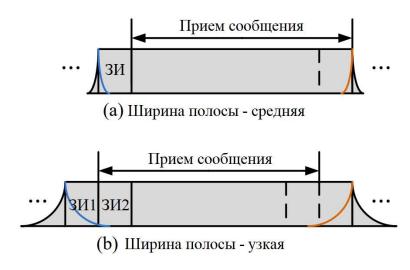


Рисунок 1.23 – Использование фильтра в системах с узкими субканалами

Как было сказано ранее, использование защитных интервалов значительно уменьшает эффективность использования технологии F-OFDM. Однако, даже при использовании защитных интервалов, эффективность применения F-OFDM остается предпочтительнее, чем классических OFDM. Характеристики работы F-OFDM практически совпадают с характеристикой OFDM-сигнала без помех [33]. При наличии помех и внеполосного излучения использование защитного интервала может улучшить рабочие характеристики системы. Поэтому полный отказ от использования защитного интервала в технологии F-OFDM пока не предусмотрен.

Несколько слов стоит сказать относительно производительности системы F-OFDM. Если используется передача по одной антенне, то при рассмотрении наихудшего случая для классического OFDM необходимо выделить 10% от доступного частотного диапазона под защитный интервал. При использовании F-OFDM длительность защитного интервала сводится к минимуму (десятки кГц), а освободившая часть доступной полосы частот используется для передачи информационных данных. Увеличение производительности системы достигается не только за счет экономии на защитных тонах, но и за счет адаптивной перестройки к характеристикам канала. Таким образом, общий выигрыш в производительности F-OFDM по сравнению с OFDM может достигать до 46% [32].

1.3.4 Обзор технологии RB-F-OFDM

Технология RB-F-OFDM (Resource Block Filtered OFDM) появилась как улучшение технологии F-OFDM для использования в беспроводных стандартах передачи данных нового поколения.

Технология RB-F-OFDM предполагает гибкое использование частотного ресурса непосредственно внутри одного субканала технологии F-OFDM.

На данный момент использование частотного диапазона жестко распределяется и лицензируется государством. Поэтому и появляется необходимость в таких технологиях как FBMC, UFMC, F-OFDM и соответственно RB-F-OFDM.

Как показала практика, жесткое распределение спектра и автономная работа в каждом выделенном диапазоне не поддается совместному использованию и приводит к неэффективному использованию имеющегося частотного ресурса. Поэтому в разрабатываемых в настоящее время беспроводных стандартах, улучшение эффективности использования частотного диапазона может быть достигнуто с помощью динамического распределения спектра. Например, когнитивное радио разрешает такое распределение, определяя и используя доступные на данных момент свободные области частот. Поэтому, используемые до недавного времени технологии не позволяли динамического распределения и изменения своих параметров.

Для увеличения производительности системы используют технологии модуляции с несколькими несущими. К наиболее популярным можно отнести OFDM и FBMC (популярная схема использования FBMC это OFDM-OQAM). Как отмечалось ранее, для OFDM свойственны большие боковые лепестки, которые приводят к внеполосному излучению и большому отношению пиковой мощности к средней (PAPR). Одним из самых эффективных способом борьбы с внеполосным излучением является фильтрация OFDM-сигнала (например, технология F-OFDM). При этом иногда возникают сложности, связанные с динамической перестройкой фильтрации каждого фрагмента сигнала, из-за чего возникают проблемы фильтрации и синтеза фильтров. Технология RF-F-OFDM создавалась с целью устранения этой проблемы. На начальном этапе доступный частотный диапазон разделяется на части (RB), и, соответственно, передаваемые сигналы генерируются и фильтруются индивидуально для каждого RB. Одним из преимуществ является то, что данная технология является модульной и легко конфигурируемой, так как один и тот же блок может использоваться для формирования сигнала в нескольких частотных диапазонах. Другим важным преимуществом является то, что технология RB-F-OFDM обратно совместима с технологией OFDM, и приемник RB-FOFDM-сигналов может без каких-либо трудностей демодулировать OFDMсигналы.

На практике из-за динамически изменяющейся ситуации может возникнуть ситуация, показанная на рисунке 1.24.

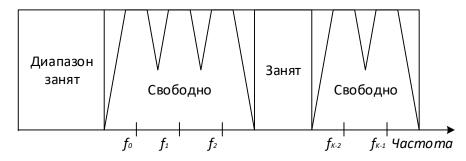


Рисунок 1.24 — Пример доступного частотного диапазона для передачи информации

Ситуация, показанная на рисунке 1.24, создает проблемы для реализации технологии F-OFDM (если речь идет о работе в рамках одного субканала), так как

динамически изменяется доступный диапазон, и для решения данной проблемы и разрабатывалась технология RF-F-OFDM.

Входной сигнал, который необходимо передать, разбивается на блоки и передается по доступному частотному диапазону. Так как каждый такой блок генерируется и формируется индивидуально, то нет никакой сложности пропустить уже занятый частотный диапазон. Групповой сигнал получается суммой всех созданных блоков. Один фильтр может быть использован для формирования всех независимых блоков и тем самым нет больших проблем с реализацией фильтров.

Схема передатчика для одного субканала (блока) представлена на рисунке 1.25.

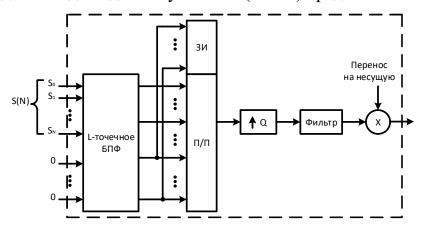


Рисунок 1.25 – Структурная схема передатчика сигналов RB-F-OFDM

В частности, входной поток дополняется нулями и подается на L-точечное быстрое преобразование Фурье, где L должно быть кратно 2. После блока БПФ к сигналу добавляется защитный интервал и производится повышение частоты дискретизации. Далее происходит фильтрация полученного сигнала и перенос в необходимый субканал.

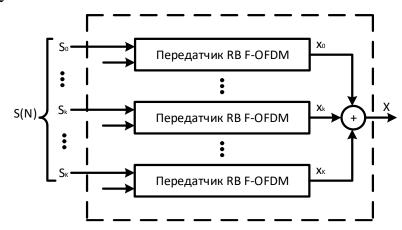


Рисунок 1.26 – Создание группового сигнала для передачи информации

Принцип формирования группового сигнала показан на рисунке 1.26, на приемной стороне происходят обратные преобразования. Т.е. одна и таже схема приема данных используется во всех субканалах (см. рисунок 1.27).

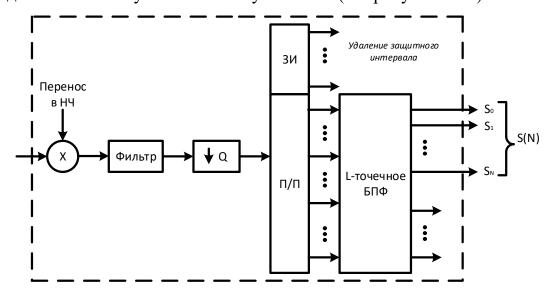


Рисунок 1.27 — Структурная схема приемника RF-F-OFDM сигналов

На рисунке 1.28 показано преимущество использования технологии RB-F-OFDM над F-OFDM, когда для передачи используются несмежные частотные диапазоны. Как видно из рисунка, предполагается, что сигнал должен передаваться в диапазонах несмежных друг с другом, при этом уровень внеполосного излучения у F-OFDM практически такой же, как и у классического OFDM [34].

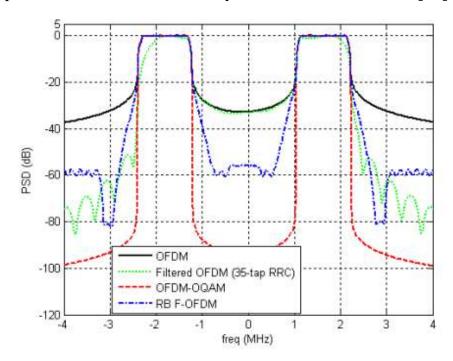


Рисунок 1.28 — Сравнение работы RF-F-OFDM, F-OFDM и F-OFDM при несмежных доступных частотных диапазонах [34]

Исследование характеристик работы систем, а также моделирование таких систем как OFDM, UFMC, F-OFDM, RB-F-OFDM при наличии помех в соседних каналах было представлено в работе [35]. Исходя из работ [34, 35], технология RB-F-OFDM обладает лучшими параметрами по затуханию и тем самым будет меньше создавать интерференции соседним каналам. Преимущества системы RB F-OFDM становятся достаточно ощутимыми с увеличением ОСШ (SNR), и ее производительность становится лучше, чем у других систем.

Как показало моделирование [35], технология RB-F-OFDM имеет лучшую производительность при наличии межсимвольной интерференции, и чем сильнее мощность сигнала помехи, тем лучше производительность. Использование индивидуальных фильтров для каждого RB-блока позволяет уменьшить мощность внеполосного излучения, что уменьшает межсимвольную интерференцию и демонстрирует лучшие показатели характеристик битовых ошибок. Таким образом, можно сделать вывод, что технология RB-F-OFDM больше всего стандартах необходимостью гибкого подходит использования В c ДЛЯ использования спектра.

С одной стороны, технология RB-F-OFDM не лучшая система для работы при низких отношениях сигнал/шум. С другой стороны, реализация каждого RB-блока может быть модульной, т.е. один и тот же фильтр может использоваться для всех блоков.

Стоит отметить, что реализация технологии RB-F-OFDM не является вычислительно трудоемкой и сложной аппаратной задачей. Однако фильтры необходимо адаптивно синтезировать в соответствие с доступной полосой пропускания, что затрудняет реализацию системы. При этом применение RB-F-OFDM эффективно при использовании с различной шириной доступного частотного диапазона, т.е. является более гибкой к динамическим изменениям в спектре сигнала. Данная технология может быть эффективно применена в новых беспроводных стандартах передачи данных.

Технология RB-F-OFDM представляет интерес, так как обладает более высокой способностью противостоять помехам и лучшей гибкостью использования спектра.

А также позволяет принимать и обрабатывать сигналы от классических систем на основе OFDM.

1.4 Преимущества и недостатки рассматриваемых технологий

Наиболее вероятными технологиями, которые будут использоваться в современный стандартах передачи данных, являются:

- обобщенное мультиплексирование с частотным разделением каналов (GFDM);
 - набор фильтров с многими несущими (FBMC);
 - универсальная фильтрация поднесущих (UFMC);
 - фильтрованный OFDM-сигнал (F-OFDM);
 - фрагментно-фильтрованный OFDM сигнал (RB-F-OFDM).

Использование всех этих технологий подразумевает уменьшение внеполосного излучения и упрощение системы синхронизации. Фильтрация применяется во всех технологиях, но с различной методологией и эффективностью. Более подробное сравнение приведено в таблице 1.3.

Таблица 1.3 – Сравнение технологий OFDM, UFMC, F-OFDM и RB-F-OFDM

	OFDM	UFMC	FBMC	F-OFDM	RB-F-OFDM
Использование защитного интервала	+	-	-	+	+
Сложность построения фильтра	-	Простая	Высокая	Простая	Простая
Режим модуляции	Без	Без	OQAM	Без	Без
	ограничений	ограничений		ограничений	ограничений
Способность противостоять межсимвольной интерференции	Низкая	Высокая	Высокая	Низкая	Высокая
Гибкость использования спектра	-	+	+	-	+

Технология FBMC при наличии ограничений сигнала во временной и частотной областях, обычно требует наличие большой длины ИХ фильтра (например, более чем в 3 раза превышает длительность символа). Таким образом, требуется много вычислительных ресурсов и ячеек памяти. Более того, технология FBMC подразумевает использование более массивной антенны для передачи сигналов, по сравнению с другими технологиями, что в свою очередь нежелательно для стандартов беспроводной связи будущих поколений. Таким образом, этот недостаток ограничивает применение технологии FBMC. Технологии F-OFDM и RB-F-OFDM можно комбинировать с МІМО без какой-либо специальной обработки.

Технология UFMC использует длину импульсной характеристики фильтра равную длительности защитного интервала в системе OFDM. Это позволяет уменьшать межсимвольную интерференцию, но уровень внеполосного излучения может быть неудовлетворительным. В отличие от этого, используя длину импульсной характеристики фильтра до половины длительности символа, F-OFDM намеренно отказывается OT ортогональности между последовательными символами OFDM в обмен на более низкий уровень внеполосного излучения и, таким образом, позволяет использовать минимальное количество защитных При спроектированных фильтрах интервалов. правильно (например, ограниченным разбросом энергии) ухудшение рабочих характеристик в результате увеличения длины фильтра почти незначительно по сравнению с экономией на потреблении защитной полосы.

Если сравнивать технологии F-OFDM и GFDM, то можно отметить, что поднесущие у GFDM расположены достаточно близко друг к другу, из-за чего нет взаимной ортогональности. Чтобы устранить межсимвольную интерференцию необходимо применение фильтров высокого порядка и добавление нулевых отсчетов. Кроме того, требуется предварительное подавление помех для ослабления помех между поднесущими, которые все еще существуют после фильтрации. В то время как, поднесущие в каждом поддиапазоне F-OFDM сигнала

по-прежнему взаимноортогональны, и не требуется производить сложной предварительной обработки сигнала.

Технология RB-F-OFDM сочетает в себе все достоинства технологии F-OFDM, и позволяет динамически подстраиваться под изменения в канале связи. Затраты на динамическое изменение фильтров превышают показатель для F-OFDM, однако их можно минимизировать при использовании частотных диапазонов одинаковой длительности.

В целом технологии F-OFDM и RB-F-OFDM выглядят как наиболее многообещающие претенденты на базовые сигналы для новых стандартов, обеспечивая не только преимущества OFDM:

- гибкое частотное мультиплексирование;
- простое выравнивание каналов;
- простая комбинация с многоантенной передачей,

но и много новых преимуществ:

- услуги, адаптированные к различным потребностям;
- эффективное использование спектра;
- низкое значение внеполосного излучения;
- доступная вычислительная сложность;
- возможность включения сигналов других форм;
- обратная и прямая совместимость.

1.5 Обоснование использования субполосной передачи данных

Из рассмотренных в разделе 1.4 достоинств и недостатков методов на основе множества несущих, можно сделать вывод, что для более гибкого и динамического использования частотного ресурса подходят технологии FBMC, F-OFDM и RB-F-OFDM. Технологии предполагают разбиение доступного частотного интервала на субполосы и передачу сигнала в каждой из них. Использование технологии RB-F-OFDM является более предпочтительным, т.к. можно формировать независимые блоки данных с различными характеристиками. Например, если при анализе канала связи в некотором частотном диапазоне оказывается наличие помех и замираний,

нужном блоке сформировать сигнал с более устойчивыми онжом помехозащищенными свойствами, тем самым передавать информацию на меньшей скорости, но в то же время полноценно использовать весь доступный частотный диапазон. С другой стороны, технология RB-F-OFDM позволяет формировать небольшие OFDM-сигналы, относительно что упрощает уменьшает вычислительные затраты на построение одного субканала в передатчике RB-F-OFDM (см рисунок 1.26). А обратная совместимость с системами на основе OFDM позволяет без каких-либо изменений и доработок в приемнике демодулировать сигналы.

В данной главе были рассмотрены технологии, использование которых возможно в новых беспроводных стандартах передачи данных. Отмечены достоинства и недостатки каждой из представленных технологий.

1.6 Постановка задачи исследования

Для эффективного использования частотного ресурса использование системы на основе одной несущей частоты становится нерациональным. Системы передачи данных на основе множества несущих и фильтрации на данный момент получили повышенный интерес и использование. На практике стали широко использоваться технологии на основе фильтрации формируемого сигнала. Повышенный интерес к применению набора цифровых фильтров для систем передачи данных обусловлен поиском различных способов компенсации потерь спектральной эффективности, обеспечения стабильности и работоспособности систем. В пункте 1.3 были описаны достоинства и недостатки широко исследуемых сегодня технологий. Для устранения недостатков применяются различные варианты построения и комбинирования различных технологий, которые позволяют избавиться от недостатков. Одним из способов устранения некоторых недостатков системы на основе OFDM, это применение фильтрации. При таком подходе достигается повышение спектральной эффективности, значительное уменьшение внеполосного излучения и эффективная борьба с многолучевостью. В данной работе будут

представлены исследования комбинированного метода на основе технологий FBMC и OFDM.

В рамках данной главы был произведен обзор различных технологий широкополосной передачи данных. Рассмотрены достоинства и недостатки этих технологий, а также показан принцип построения формирования OFDM-сигнала на основе стандарта DVB-T.

Из выводов, сделанных в разделе 1.5, можно выделить следующие задачи для исследования:

- исследовать работу предлагаемых методов и алгоритмов в условиях различных мешающих воздействий;
- разработать методы и алгоритмы передачи/приема данных на основе МОС и комбинированного подхода, сочетающего в себе технологии OFDM и FBMC;
- сравнить эффективность предлагаемого метода и алгоритма передачи/приема сигналов с известными методами и алгоритмами.

2 ТЕХНОЛОГИЯ СУБПОЛОСНОГО ОРТОГОНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ

В данной главе будут рассмотрены принципы построения банка фильтров для технологии субполосной широкополосной передачи данных. Рассмотрены достоинства и недостатки банка фильтров, а также показан принцип построения системы передачи информации на основе банка фильтров и OFDM-сигнала на основе стандарта DVB-T.

2.1 Основы субполосного частотного мультиплексирования на основе **OFDM**

При параллельной передаче данных весь доступный частотный диапазон разделен на M не перекрывающихся субканалов. Каждый субканал моделируется отдельным набором поднесущих. Для передачи данных без искажений между субканалами должны использоваться ортогональные поднесущие, либо приводит использоваться что неэффективному защитные интервалы, использованию частотного ресурса. Поэтому активно стали внедрятся технологии с использованием фильтрации OFDM-сигнала, способные обеспечивать более эффективное использование частотного ресурса (с использованием минимально возможной длины защитного интервала).

Как видно из рисунка 1.5, использование технологии OFDM подразумевает перекрытие спектров сигналов. Для реализации такого метода необходимо обеспечить ортогональность (убрать взаимные помехи) между отдельными модулированными несущими. Под словом «ортогональность» понимается взаимодействие при условии обеспечения точного математического соотношения между частотами поднесущих. С появлением дискретного преобразования Фурье проблемы, связанные с ортогональностью, были устранены, а с появлением быстрого преобразования Фурье, этот процесс стал вычислительно эффективнее при реализации на цифровых устройствах.

Математическое описание OFDM-сигнала представляет собой сумму поднесущих частот, которые получаются с использованием фазовой или квадратурной амплитудной модуляций. Данный сигнал можно описать следующим выражением:

$$s(t) = \begin{cases} Re \left\{ \sum_{i=-N_s/2}^{N_s/2-1} d_{i+N_s/2} exp \left[j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t-t_s) \right], t_s \le t \le t_s + T \\ 0, \quad t < t_s, t > t_s + T \end{cases}$$

Однако в литературе часто встречается низкочастотное эквивалентное комплексное представление:

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{i=-N_s/2}^{N_s/2-1} d_{i+N_s/2} exp \left[j2\pi \frac{i}{T} (t-t_s) \right], t_s \le t \le t_s + T \\ 0, \quad t < t_s, t > t_s + T \end{cases}$$
 (2.1)

В формуле, представленной выражением (2.1), действительная и мнимая компоненты соответствуют синфазной и квадратурной составляющим ОFDM-сигнала, которые умножаются на косинус и синус несущей частоты для создания группового OFDM-сигнала [4].

В классическом способе построения системы на основе OFDM используется обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ) на передающей стороне и быстрое преобразование Фурье (БПФ) на приемной стороне (см. рисунок 2.1). Поэтому, если число частотных каналов N кратно степени двойки, то происходит многократное уменьшение вычислительных затрат.

В зависимости от требуемого количества частотных каналов входной двоичный поток $\dot{x}(nT_1)$ разделяется на N каналов. После этого данные поступают на блоки ОБПФ и модуляции, а затем передаются в канал. На приемной стороне реализуется дуальный процесс — преобразование принятого сигнала в двоичный поток данных. Спектр OFDM-сигнала (как для субканала, так и для группового) показан на рисунке 1.5. Из рисунка 1.5 видно, что на центральной частоте каждого субканала нет взаимных помех (из-за свойств ортогональности), поэтому на приемной стороне данные будут восстанавливаться без помех от соседних каналов.

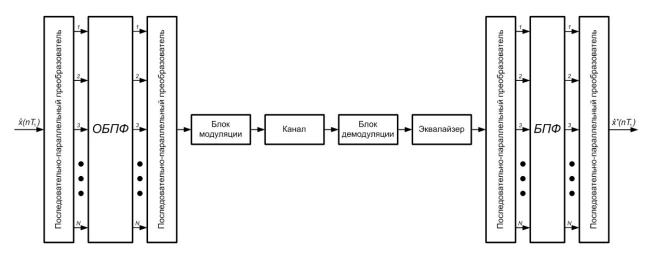


Рисунок 2.1 – Общая схема построения системы передачи данных с применением OFDM

Однако, несмотря на кажущуюся простоту реализации и массовое внедрение технологии OFDM в телекоммуникационных системах, этот вид модуляции требует проведения дальнейших исследований эффективности работы системы высокоскоростной передачи данных на основе банка фильтров и OFDM.

Применение банка фильтров позволяет снизить требования к ортогональности между субканалами, так как уровень внеполосного излучения значительно ниже и не искажает передаваемую информацию в смежных диапазонах. При использовании технологии OFDM необходимо соблюдать ортогональность поднесущих только внутри субканала.

Схема на рисунке 2.1 будет взята за основу в качестве реализации OFDMсигнала в рамках одной субполосы (субканала).

Разбиение на субканалы классическим способом осуществляется с помощью банка фильтров с равнополосным или неравнополосным формированием каналов. Таким образом, каждый фильтр из набора синтезируемых сигналов формирует свой субканал, В котором происходит дальнейшая обработка передаваемого/принимаемого Далее будут сигнала. рассмотрены способы построения банка фильтров, и рассчитаны требуемые вычислительные ресурсы, необходимые для работоспособности банка фильтров.

2.2 Разработка и оптимизация банка цифровых фильтров в технологии FBMC

Задача построения банка фильтров состоит в разработке эффективной структуры набора цифровых фильтров, которая в свою очередь сводится к реализации одного фильтра, но с разными центральными частотами полосы пропускания. В данном случае считается, что требования, предъявляемые к таким параметрам как: показатель узкополосности β , показатель прямоугольности АЧХ α , допустимые неравномерности в полосе пропускания и зоне непрозрачности $\varepsilon_{1\text{доп}}$, $\varepsilon_{1\text{доп}}$ остаются неизменными. Проблема заключается только в поиске такого фильтра, который бы обеспечивал с одной стороны требуемые характеристики, а с другой стороны обладал наилучшими показателями по минимизации аппаратных и вычислительных затрат.

На основе данных из стандарта DVB-T банк фильтров должен работать на частоте дискретизации 9,14 МГц, и расстоянием между поднесущими равными 4464 Гц и 1116 Гц, для режима 2K и 4K соответственно.

В качестве дальнейших расчетов будет использоваться режим 2*К*. Защитный интервал выбирается равным 1/8 относительно расстояния между поднесущими и равен 358 Гц. Таким образом, полоса пропускания фильтра будет равна 2053 Гц.

Расчеты для режима 8К и других размеров защитных интервалов (например, 1/4, 1/16 и 1/32) можно получить аналогичным образом.

Такие параметры, как неравномерность в полосе пропускания и затухания в зоне непрозрачности, являются типовыми, одинаковыми для всех фильтров и равны 10^{-2} и 10^{-4} соответственно.

2.2.1 Постановка задачи оптимизации

В основе прямой параллельной формы лежит прямая форма построения структуры узкополосного фильтра. Для расчета характеристик узкополосного фильтра используются указанные ранее параметры с разницей только в центральной несущей частоте фильтра.

На рисунке 2.2 показана амплитудно-частотная характеристика банка фильтров для стандарта DVB-T (в режиме 2K).

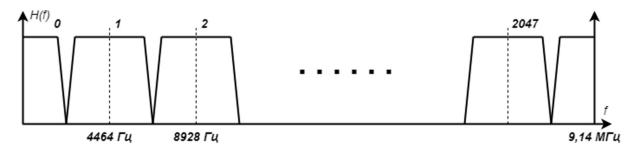


Рисунок 2.2 – Амплитудно-частотная характеристика в режиме 2К

Для оценки требуемых ресурсов необходимо рассчитать такие значения, как количество умножений в единицу времени R_T и требуемое количество ячеек памяти S [36].

Порядок цифровых фильтров можно представить в виде:

$$N = \alpha \beta L(\varepsilon_{1,\text{доп}}, \varepsilon_{2,\text{доп}}), \tag{2.2}$$

где показатель прямоугольности АЧХ равен:

$$\alpha = \frac{\omega_{c11}}{\omega_{c21} - \omega_{c11}} = \frac{f_{c1}}{f_{c21} - f_{c11}} = \frac{2053}{2232 - 2053} = 12,$$
 (2.3)

а показатель узкополосности АЧХ равен:

$$\beta = \frac{2\pi}{\omega_{c11}} = \frac{f_d}{f_{c1}} = \frac{9,14 \cdot 10^6}{2053} = 4452. \tag{2.4}$$

Подставив (2.3) и (2.4) в (2.2), получим:

$$N = 53424 \cdot L(\varepsilon_{1,\text{топ}}, \varepsilon_{2,\text{топ}}),$$

где $L(\varepsilon_{1\text{доп}}, \varepsilon_{2\text{доп}})$ – показатель частотной избирательности и соответственно равен:

$$L(\varepsilon_{1,\text{доп}}, \varepsilon_{2,\text{доп}}) = -\frac{2}{3} \lg(10 \cdot \varepsilon_{1,\text{доп}} \cdot \varepsilon_{2,\text{доп}}) = -\frac{2}{3} \lg(10 \cdot 10^{-2} \cdot 10^{-4}) = 3,33$$

Порядок узкополосного фильтра будет равен:

$$N = 12 \cdot 4452 \cdot 3{,}33 = 176300.$$

Максимально доступный коэффициент децимации рассчитаем [37] по выражению (2.5):

$$v_{max} = \left| \frac{\alpha \beta}{2\alpha + 1} \right| = \frac{12 \cdot 4452}{25} = 2134,$$
 (2.5)

Вычислительные затраты для банка фильтров рассчитываются как:

$$R_T = \frac{N}{\nu_{max}} \cdot M \cdot f_d = \frac{176300}{2134} \cdot 2048 \cdot 9,14 \cdot 10^6 = 1549,8 \, \cdot 10^9 \, \mathrm{ymh/cek}$$

Необходимое количество ячеек памяти для хранения коэффициентов банка фильтров равно:

$$S = 2 \cdot N = 2 \cdot 176300 = 352600.$$

Поиск оптимального значения коэффициента децимации простым перебором является трудоемкой задачей, поэтому такой поиск осуществляется с помощью компьютерного моделирования (например, на языке Python или Octave) [38].

Как видно из расчетов, реализация банка фильтров на основе одноступенчатой прямой формы реализации требует значительного количества операций умножений в секунду и объема памяти для хранения коэффициентов. Такие занимаемые ресурсы затрудняют реализацию банка фильтров на доступной элементной базе, и требуется использовать дорогие вычислительно-эффективные устройства [39].

Амплитудно-частотная характеристика одиночного фильтра на основе описанных выше параметров показана на рисунке 2.3

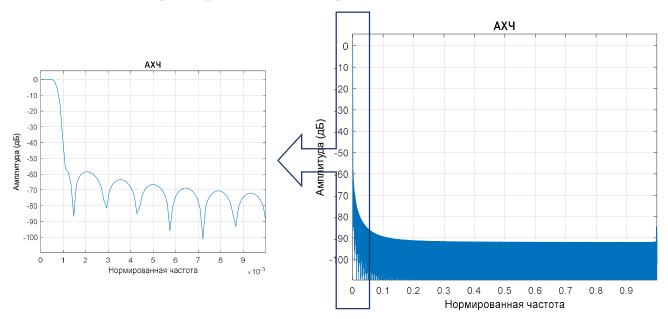


Рисунок 2.3 – Амплитудно-частотная характеристика для одноступенчатой формы реализации

2.2.2 Расчет и оптимизация двухступенчатой прямой формы реализации

Из-за возникшей потребности в минимизации вычислительных затрат, а также практической реализации на цифровых устройствах, и в том числе на доступной элементной базе, в ряде задач ЦОС «прореживание» одной спектральной последовательности на фоне другой позволяет удовлетворить такие потребности. Если эти спектральные последовательности (одна на фоне другой) располагаются равномерно с шагом $\omega_0 = 2\pi/\nu$, то такую частотную характеристику можно реализовать с помощью «гребенчатого» фильтра [40].

Цифровой фильтр можно назвать гребенчатым, если в рассматриваемом диапазоне частот $0 \le \omega \le 2\pi$, его характеристика является периодической (где период равен ω_0 , а ν является целым числом).

При рассмотрении характеристик и свойств цифрового гребенчатого фильтра (ЦГФ) одной из важный особенностей можно отметить его периодическую частотную характеристику, которая получается из-за обогащения нулями его импульсной характеристики (см. выражение (2.6)).

$$h(nT) = \begin{cases} h^*(\nu mT), & n = \nu m \\ 0, & n \neq \nu m, m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases}$$
 (2.6)

где $h(\nu mT)$ является импульсной характеристикой обычного КИХ-фильтра, которую принято называть базовой, работающей на пониженной в ν раз частоте дискретизации. Соответственно, самым простым способом получения импульсной характеристики гребенчатого фильтра является добавление $\nu-1$ нулей между каждыми отсчетами базового низкочастотного фильтра. Соответственно, в частотной области происходит сжатие по оси частот в ν раз и продолжение характеристики с периодом ω_0 (см. рисунок 2.4).

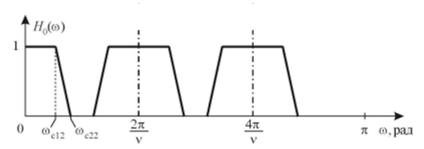


Рисунок 2.4 – Амплитудно-частотная характеристика ЦГФ

На рисунке 2.5 показана прямая форма построения гребенчатого фильтра с использованием прямого вычисления линейной свертки.

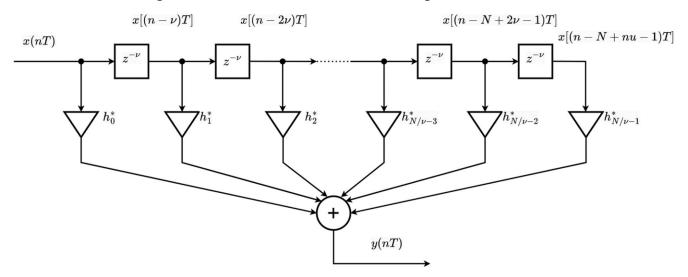


Рисунок 2.5 – Прямая форма построения ЦГФ

Положительной особенностью при использовании цифрового гребенчатого фильтра является то, что при одинаковых порядках (а следовательно и емкости памяти данных S) ЦГФ и узкополосного НЧ фильтра, объем вычислительных затрат в единицу времени R_T при использовании гребенчатого фильтра в ν раз меньше, из-за ν -кратной «прореженности» его импульсной характеристики. С другой стороны, вычислительные затраты по сравнению с базовым НЧ фильтром увеличиваются в ν раз.

При реализации линейной свертки на цифровых устройствах требуется организация сдвига памяти всех отсчетов входного сигнала, в то время как на каждом периоде формирования выходного сигнала используется некоторая часть (в ν раз меньше) отсчетов входного сигнала. Поэтому во многих случаях, если речь заходит про реализацию, более эффективной формой построения является полифазная.

Стоит отметить, что при использовании гребенчатых фильтров в цифровых устройствах с ограниченной разрядностью чисел (фиксированной точкой), ЦГФ показывает те же эффекты, что и при фильтрации с помощью базового низкочастотного фильтра. Следовательно, при работе на требуемой частоте дискретизации (т.е. повышенной, относительно базового НЧ фильтра) удается многократно уменьшить влияние эффектов фиксированной точки на точном

воспроизведении желаемой амплитудно-частотной и импульсной характеристик фильтра по сравнению с узкополосным НЧ фильтром. Наличие такого свойства у ЦГФ позволяет строить малошумящие структуры узкополосных фильтров на основе каскадного соединения ЦГФ [41].

В данном случае, для реализации банка фильтров на основе ЦГФ используется схема, показанная на рисунке 2.6.

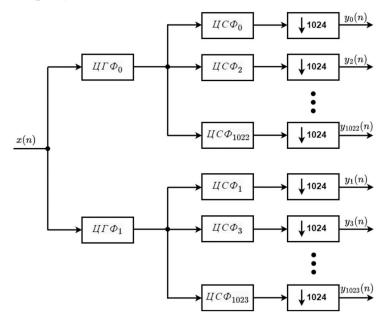


Рисунок 2.6 – Схема банка фильтров на основе двухступенчатой прямой формы реализации

Число ЦГФ, используемых в схеме, на рисунке равно 2, т.к. используется фильтрация четных и нечетных составляющих формируемого сигнала.

На рисунке 2.7 схематично показана амплитудно-частотная характеристика рассматриваемого банка фильтров.

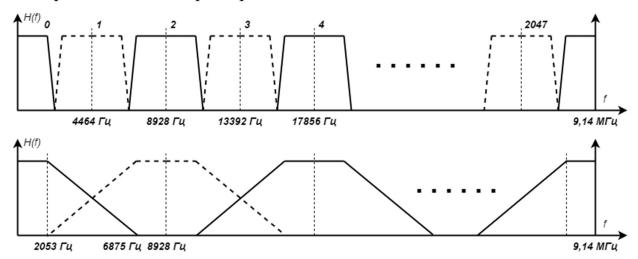


Рисунок 2.7 – Амплитудно-частотная характеристика на основе ЦГФ и ЦСФ

Порядок ЦГФ фильтра будет равен:

$$N_1 = N = 176300$$
,

Как было описано ранее, ЦГФ формируется на основе базового фильтра. В данном случае коэффициент децимации будет равен $\nu_{max} = 2048$ (см. рисунок 2.7). В результате порядок базового низкочастотного фильтра рассчитаем в соответствие с выражением (2.2), как:

$$N_{1\text{B}} = \alpha \frac{\beta}{\nu_{max}/2} L(\varepsilon_{1\text{доп}}, \varepsilon_{2\text{доп}}) = 12 \cdot \frac{4452}{1024} \cdot 3,33 = 174.$$

Вычислительные затраты на построение двух ЦГФ таким образом будут равны:

$$R_{T_1} = 2 \cdot N_{1\text{Б}} \cdot f_d = 348 \cdot 9,14 \cdot 10^6 = 3,2 \cdot 10^9 \text{ умн/сек.}$$

Далее необходимо оценить вычислительные затраты на реализацию ЦСФ. Порядок ЦСФ рассчитывается, как:

$$N_2 = \alpha_2 \beta_2 L(\varepsilon_{1,\text{non}}, \varepsilon_{2,\text{non}}), \tag{2.7}$$

Показатель прямоугольности для цифрового сглаживающего фильтра, в соответствии с рисунком 2.7 равен:

$$\alpha_2 = \frac{\omega_{c12}}{\omega_{c22} - \omega_{c12}} = \frac{f_{c12}}{f_{c22} - f_{c12}} = \frac{2053}{6875 - 2053} = 0.43,$$
 (2.8)

а показатель узкополосности АЧХ равен:

$$\beta_2 = \beta = \frac{2\pi}{\omega_{c11}} = \frac{f_d}{f_{c1}} = \frac{9,14 \cdot 10^6}{2053} = 4452.$$
 (2.9)

Подставив (2.8) и (2.9) в (2.7), получим:

$$N_2 = 1761 \cdot L(\varepsilon_{1,\text{доп}}, \varepsilon_{2,\text{доп}}) = 6375.$$

Вычислительные затраты получаются равными:

$$R_{T_2} = 2 \cdot N_2 \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{1}{M} \cdot f_d = 58,3 \cdot 10^9 \,\mathrm{ymh/cek}.$$

Таким образом, суммарные вычислительные затраты на реализацию двухступенчатой прямой формы реализации равны:

$$R_{T_{\Sigma}} = 2 \cdot \left(R_{T_1} + R_{T_2} \right) \cdot f_d = 2 \cdot (348 + 6375) \cdot 9,14 \cdot 10^6 = 122,9 \cdot 10^9 \, \mathrm{ymh/cek}.$$

В сравнении с одноступенчатой прямой формой реализации выигрыш в вычислительных затратах получается в 13,1 раза.

Увеличение числа ЦГФ на первой ступени приводит к уменьшению общего количества операций, меньшему объему под память коэффициентов банка фильтров и, следовательно, к увеличению производительности.

На рисунке 2.8 показана амплитудно-частотная характеристика для цифрового гребенчатого фильтра при коэффициенте децимации $\nu=2048$.

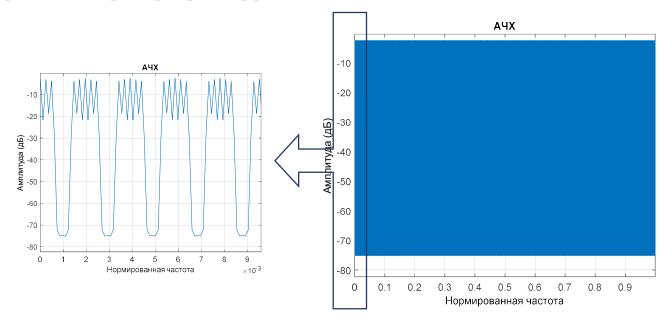


Рисунок 2.8 – Амплитудно-частотная характеристика для ЦГФ при $\nu = 2048$

На рисунке 2.9 показана амплитудно-частотная характеристика для цифрового сглаживающего фильтра, полоса пропускания которого, в соответствие с рисунком 2.7, совпадает с полосой пропускания ЦГФ, а зона непрозрачности совпадает с зоной непрозрачности следующего субканала (в данном случае – 2-го).

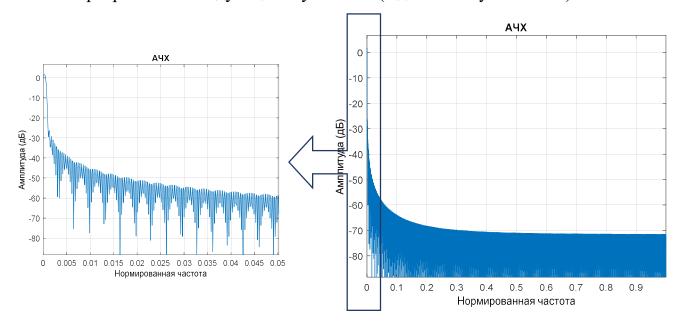


Рисунок 2.9 – Амплитудно-частотная характеристика ЦСФ при $\nu = 2048$

Порядок сглаживающего фильтра, по результатам синтеза, в данном случае равен 5256.

На рисунке 2.10 показана амплитудно-частотная характеристика банка фильтров для 4-х ЦГФ.

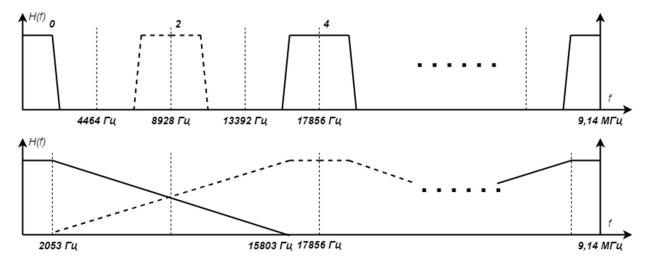


Рисунок 2.10 — Схема амплитудно-частотной характеристики для ЦГ Φ = 4 Порядок ЦГ Φ фильтра найдем как:

$$N_1 = N = 176300.$$

Коэффициент децимации равен $\nu_{max} = 1024$ (см. рисунок 2.10). В результате порядок базового низкочастотного фильтра рассчитаем в соответствие с выражением (2.2), как:

$$N_{1\text{B}} = \alpha \frac{\beta}{\nu_{max}/4} L(\varepsilon_{1\text{доп}}, \varepsilon_{2\text{доп}}) = 12 \cdot \frac{4452}{512} \cdot 3,33 = 348.$$

Вычислительные затраты на построение двух ЦГФ таким образом будут равны:

$$R_{T_1} = 2 \cdot N_{1\text{Б}} \cdot f_d = 696 \cdot 9,14 \cdot 10^6 = 6,4 \cdot 10^9 \text{ умн/сек.}$$

Далее необходимо оценить вычислительные затраты на реализацию ЦСФ. Порядок ЦСФ рассчитывается, как:

$$N_2 = \alpha_2 \beta_2 L(\varepsilon_{1,\text{don}}, \varepsilon_{2,\text{don}}). \tag{2.10}$$

Показатели прямоугольности и узкополосности для ЦСФ, в соответствии с рисунком 2.9, равны:

$$\alpha_2 = \frac{\omega_{c12}}{\omega_{c2} - \omega_{c12}} = \frac{f_{c1}}{f_{c22} - f_{c12}} = \frac{2053}{15803 - 2053} = 0.15,$$
 (2.11)

$$\beta_2 = \beta = \frac{2\pi}{\omega_{c11}} = \frac{f_d}{f_{c11}} = \frac{9,14 \cdot 10^6}{2053} = 4452.$$
 (2.12)

Подставив (2.11) и (2.12) в (2.10), получим:

$$N_2 = 668 \cdot L(\varepsilon_{1,\text{доп}}, \varepsilon_{2,\text{доп}}) = 2224.$$

Вычислительные затраты таким образом равны:

$$R_{T_2} = 2 \cdot N_2 \cdot \frac{M}{4} \cdot \frac{1}{M} \cdot f_d = 1112 \cdot 9,14 \cdot 10^6 = 10,16 \cdot 10^9$$
 умн/сек.

Таким образом, суммарные вычислительные затраты на реализацию двухступенчатой прямой формы реализации равны:

$$R_{T_{\Sigma}} = 4 \cdot \left(R_{T_1} + R_{T_2} \right) \cdot f_d = 4 \cdot (696 + 1112) \cdot 9,14 \cdot 10^6 = 66,1 \cdot 10^9 \, \mathrm{ymh/cek}.$$

В сравнении с одноступенчатой прямой формой реализации выигрыш в вычислительных затратах получается в 24,4 раза.

Аналогичным образом расчет для ЦГФ равным 8-ми, общие вычислительные затраты получаются равными $R_{T_{\Sigma}} = 57,95 \cdot 10^9$ умн/сек.

В сравнении с одноступенчатой прямой формой реализации выигрыш в вычислительных затратах получается в 27,8 раза.

На рисунке 2.11 показана амплитудно-частотная характеристика для цифрового гребенчатого фильтра при коэффициенте децимации $\nu_{max}=1024$.

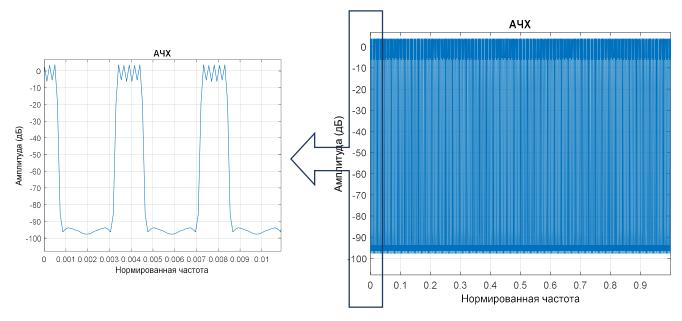


Рисунок 2.11 — Амплитудно-частотная характеристика для ЦГФ при $\nu_{max}=1024$

Однако между увеличением количества ЦГФ и уменьшением вычислительных затрат должен быть некоторый компромисс. Поскольку неоправданное увеличение количества ЦГФ приведет к неэффективности применения такого банка фильтров.

На рисунке 2.12 показана амплитудно-частотная характеристика для цифрового сглаживающего фильтра.

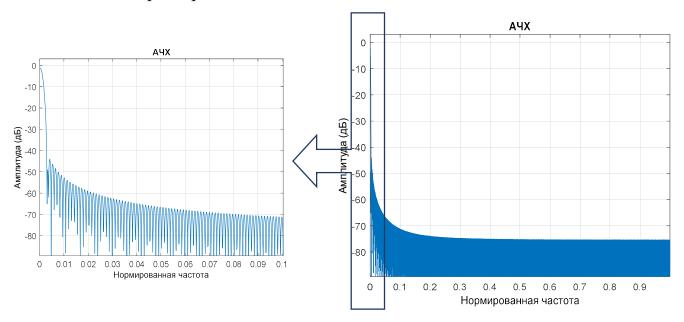


Рисунок 2.12 – Амплитудно-частотная характеристика ЦСФ при $\nu_{max}=1024$

2.2.3 Расчет и оптимизация многоступенчатой структуры прямой формы реализации

В данном случае, для реализации банка фильтров на основе ЦГФ используется схема, показанная на рисунке 2.13.

Для получения еще большего выигрыша от уменьшения вычислительных затрат и количества ячеек памяти, производится оптимизация параметров цифрового сглаживающего фильтра. Как показано на рисунке 2.14, сглаживающий фильтр в данном случае, будет представлять собой каскадное соединения двух фильтров с понижением частоты дискретизации.

Порядок ЦГФ фильтра будет равен:

$$N_1 = N = 163637 \cdot 3{,}33 = 174.$$

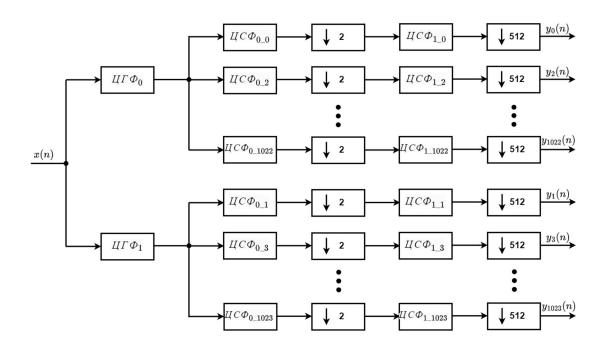


Рисунок 2.13 — Схема банка фильтров на основе многоступенчатой прямой формы реализации

Коэффициент децимации, согласно рисунку 2.13, равен $\nu_{max} = 2048$. Таким образом, порядок базового низкочастотного фильтра рассчитаем в соответствие с выражением (2.2), как:

$$N_{1\text{B}} = \alpha \frac{\beta}{\nu_{max}/2} L(\varepsilon_{1\text{доп}}, \varepsilon_{2\text{доп}}) = 12 \cdot \frac{4452}{1024} \cdot 3.33 = 348.$$

Вычислительные затраты на построение двух ЦГФ, таким образом, будут равны:

$$R_{T_1} = 2 \cdot N_{1\text{Б}} \cdot f_d = 348 \cdot 9,14 \cdot 10^6 = 3,2 \cdot 10^9 \text{ умн/сек.}$$

Далее необходимо оценить вычислительные затраты на реализацию ЦСФ, реализуемого в виде каскадного соединения фильтров. Порядок первого ЦСФ рассчитывается, как:

$$N_{21} = \alpha_{21} \beta_{21} L(\varepsilon_{1,\text{топ}}, \varepsilon_{2,\text{топ}}), \tag{2.13}$$

Показатели прямоугольности и узкополосности для цифрового сглаживающего фильтра, в соответствии с рисунком 2.8 равны:

$$\alpha_{21} = \frac{\omega_{c12}}{\omega_{c22} - \omega_{c1}} = \frac{f_{c12}}{f_{c22} - f_{c1}} = \frac{2053}{15803 - 2053} = 0.15,$$
(2.14)

$$\beta_{21} = \beta = \frac{2\pi}{\omega_{c1}} = \frac{f_d}{f_{c1}} = \frac{9,14 \cdot 10^6}{2053} = 4452.$$
 (2.15)

Подставив (2.14) и (2.15) в (2.13), получим:

$$N_{21} = 668 \cdot L(\varepsilon_{1,\text{доп}}, \varepsilon_{2,\text{доп}}) = 2224.$$

Вычислительные затраты таким образом равны:

$$R_{T_{21}}=2\cdot N_2\cdot M\cdot \frac{1}{M}\cdot f_d=2224\cdot 9,14\cdot 10^6=20,3\cdot 10^9\, \mathrm{ymh/cek}.$$

Порядок второго ЦСФ рассчитывается, как:

$$N_{22} = \alpha_{22} \beta_{22} L(\varepsilon_{1,\text{доп}}, \varepsilon_{2,\text{доп}}). \tag{2.16}$$

Показатель прямоугольности для цифрового сглаживающего фильтра, в соответствии с рисунком 2.8 равен:

$$\alpha_{22} = \frac{\omega_{c12}}{\omega_{c2} - \omega_{c12}} = \frac{f_{c12}}{f_{c22} - f_{c1}} = \frac{2053}{6875 - 2053} = 0.43,$$
 (2.17)

а показатель узкополосности АЧХ равен:

$$\beta_{22} = \beta = \frac{2\pi}{\omega_{c11}} = \frac{f_d}{f_{c1}} = \frac{4,57 \cdot 10^6}{2053} = 2226.$$
 (2.18)

Подставив (2.16) и (2.17) в (2.18), получим:

$$N_{22} = 958 \cdot L(\varepsilon_{1,\text{доп}}, \varepsilon_{2,\text{доп}}) = 3188.$$

Вычислительные затраты таким образом равны:

$$R_{T_{22}}=2\cdot N_2\cdot M\cdot \frac{1}{M}\cdot f_d=3188\cdot 9,14\cdot 10^6=29,14\cdot 10^9$$
 умн/сек.

Таким образом, суммарные вычислительные затраты на реализацию двухступенчатой прямой формы реализации равны:

$$R_{T_{\Sigma}} = 2 \cdot \left(R_{T_1} + R_{T_{21}} + R_{T_{22}} \right) \cdot f_d = 2 \cdot (348 + 2224 + 3188) \cdot 9,14 \cdot 10^6$$

= 105,3 · 10⁹ умн/сек.

В сравнении с одноступенчатой прямой формой реализации выигрыш в вычислительных затратах получается в 15,3 раза.

Увеличение коэффициентов децимации при каскадном соединении цифровых сглаживающих фильтров с одной стороны приведет также приведет к уменьшению общего числа выполняемых операций, и увеличению производительности, с другой стороны к ухудшению точности представления результирующего сигнала.

На рисунке 2.14 показана амплитудно-частотные характеристики для цифровых сглаживающих фильтров при коэффициенте децимации $\nu_{max}=2048$.

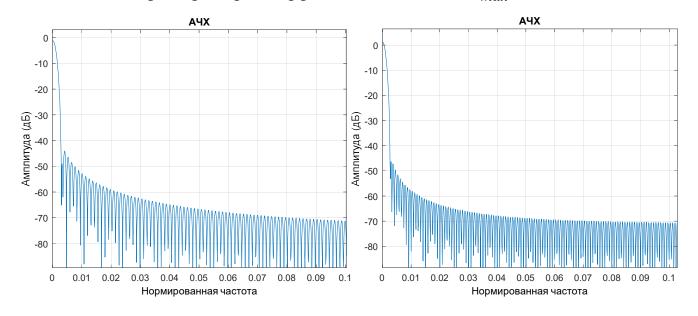


Рисунок 2.14 — Амплитудно-частотные характеристики первого и второго цифровых сглаживающих фильтров (в увеличенном масштабе)

2.2.4 Расчет многоступенчатых пирамидальных форм реализации

Пирамидальные структуры можно рассматривать как альтернативный подход, с помощью которого можно синтезировать цифровой фильтр. Данный подход основан на последовательном понижении частоты дискретизации для цифровых фильтров, методы построения которых были рассмотрены выше. Основное отличие состоит в том, что принцип многоступенчатости используется не для каждого частотного канала, а для всего набора фильтров в целом. Поэтому входной сигнал достаточно сильно влияет на форму построения пирамидальной структуры.

Максимальная эффективность системы при построении пирамидальной структуры достигается при условии, что спектр анализируемого сигнала можно поделить на M субполос и используется максимально возможное количество ступеней log_22M , где M кратно степени двойки.

При таком подходе построения пирамидальной структуры обеспечивается «без избыточное» выделение только некоторых компонент субполосы. Построение пирамидальной структуры возможно как для действительного, так и для

комплексного входного сигнала, спектр которого без труда разбивается на M субполос, только при условии, что значение M кратно степени двойки.

Стоит заметить, что пирамидальная форма построения M-канальной системы, в плане удобства реализации, уступает лишь полифазной форме.

Одним из главных достоинств пирамидальной структуры можно выделить возможность максимального распараллеливания вычислений как на цифровых устройствах, так и на доступной элементной базе. Однако, использование максимального числа ступеней преобразований не всегда является оптимальным решением из-за возможного наличия следующих факторов:

- число ступеней преобразований M может быть не кратным степени двойки;
- с увеличением количества ступеней обработки проявляются тенденции к увеличению неравномерности AЧX в полосе пропускания;
- с увеличением числа ступеней возрастают задержки между входными и выходными сигналами.

В общем случае при построении структуры по пирамидальной форме предполагается, что при известном числе каналов M (являющемся составным числом) число фильтров на каждой ступени преобразования может быть больше двух, а число ступеней преобразования принимает значение от 2 до $m = \log_2 \nu$ [40].

Развитие многоскоростной обработки сигналов позволило эффективно применять многоступенчатые пирамидальные структуры, полифазные формы реализации, а также алгоритм БПФ [38, 42].

Поскольку использование банка фильтров ведет к значительному увеличению вычислительных затрат, необходимы поиски новых эффективных методов и алгоритмов FBMC, например многоступенчатых пирамидальных структур построения банка фильтров [43].

Как правило, все технологии и методы построения банка фильтров, для упрощения системы, основываются на одноступенчатой реализации с понижением и повышением частоты дискретизации, и использованием алгоритмов прямого и обратного БПФ.

В диссертационной работе рассматривается задача построения многоступенчатой пирамидальной структуры системы анализа/синтеза сигналов с формированием группового сигнала на нескольких поднесущих [43].

Ниже предлагается новый метод построения системы анализа/синтеза сигналов, совмещающий операцию «очищения» от шума и отличающийся многократным уменьшением общих вычислительных затрат (см. рисунок 2.15).

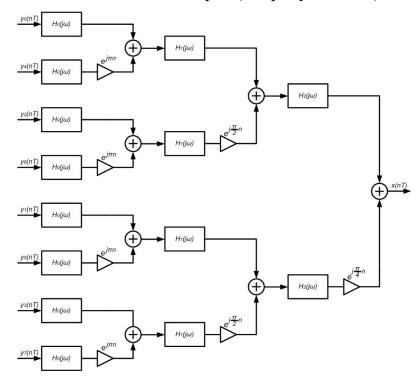


Рисунок 2.15 – Пирамидальная структура построения банка цифровых фильтров на основе MOC

Идея метода заключается в поэтапном формировании группового сигнала с одновременной фильтрацией каждого канального сигнала от шума с помощью набора ЦГФ, коэффициент децимации импульсной характеристики которых кратен степени двойки [41, 42].

На рисунке 2.15 представлена пирамидальная структура синтезатора группового сигнала для M частотных каналов (на рисунке M=8) с использованием трехступенчатой формы построения.

Анализ группового сигнала на основе пирамидальной структуры банка ЦГФ показывает, что на приемной стороне [41, 44] также можно реализовать набор полуполосных ЦГФ.

При проектировании цифровой системы частотной селекции в общем случае на M каналов применяется аналогичный принцип построения пирамидальной структуры: формирование на первой ступени преобразования четных и нечетных каналов фильтрации осуществляется с помощью входного полуполосного ЦГФ на два антисимметричных выхода, а «прореживание» полученных спектральных составляющих от ступени к ступени — последующими полуполосными ЦГФ с пошаговым изменением их спектрального положения. При этом число ступеней растет пропорционально логарифму по основанию два от числа каналов, а общее число полуполосных ЦГФ равно M-1. Аналогичным образом строится дуальная пирамидальная структура M-канального синтезатора группового сигнала с ЧРК.

Оценки вычислительной эффективности многоступенчатой пирамидальной структуры системы анализа/синтеза сигналов произведем с позиции нахождения требуемых вычислительных затрат в единицу времени $R_T(N,M)$. Вычислительные затраты на реализацию всей системы фильтров определяются затратами на квадратурную «демодуляцию» (трансформацию спектра сигналов) и затратами на построение (M-1) полуполосных ЦГФ с двухканальными выходами. Оценку вычислительных затрат на квадратурную «демодуляцию» запишем в виде:

$$R_T(M) = 2M\left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \dots + \frac{2}{M}\right) f_{KB} \approx 4M f_{KB}$$

Если учесть, что трансформирующие функции последней и предпоследней ступеней преобразования рассматриваемой структуры $e^{j\pi n}$ и $e^{j\frac{\pi}{2}n}$ представляют собой последовательности чисел $\{(-1)^n\}$ и соответственно $\{1+j0;0+j1;-1+j0;0-j1\}$, то фактические затраты на «демодуляцию» составят $R_T(M)=Mf_{\rm KB}$. При заданных значениях порядков N_i и коэффициентов прореживания $v_i, i=0\dots m-1$, ИХ фильтров i-й ступени преобразования, оценки вычислительных затрат (с учетом затрат на «демодуляцию») и емкости памяти данных на реализацию M-канальной системы (M равно степени двойки) по пирамидальной структуре представим в виде:

$$\begin{cases}
R_T(M) = \left(M + \sum_{i=0}^{m-1} 2^i \frac{N_i}{\nu_i}\right) f_{KB}; \\
S = 2 \sum_{i=0}^{m-1} 2^i N_i,
\end{cases} (2.19)$$

где $m = \log_2 M$.

При записи (2.19) предполагалось, что удвоение вычислительных затрат на реализацию фильтров с комплексными входными сигналами компенсируется их уменьшением во столько же раз за счет дополнительной «прореженности» ИХ полуполосного ЦГФ.

Пусть $(\alpha, \beta, \varepsilon_{1\text{доп}}, \varepsilon_{2\text{доп}})$ — совокупность числовых параметров, определяющих требуемые свойства частотной избирательности канальных фильтров. Порядок N_{θ} входного ЦГФ найдем по введенному ранее [41] выражению для оценки порядка КИХ-фильтра

$$N_0 = \alpha \beta L\left(\frac{\varepsilon_1}{m}, \varepsilon_2\right),\tag{2.20}$$

где α — показатель прямоугольности АЧХ фильтра; β — показатель узкополосности фильтра; L(x) — логарифмический показатель частотной избирательности; 1/m — множитель, отражающий зависимость неравномерности АЧХ канального фильтра от числа ступеней преобразования m. Коэффициент прореживания ν ИХ ЦГФ первой ступени преобразования принимает предельно максимальное значение $\nu_0 = M/2$, однозначно определяемое числом каналов M.

Выражение для оценки порядка N_i полуполосного ЦГФ i-й ступени преобразования в форме (2.20) с учетом методики, представленной в [41], запишем в виде:

$$N_{i} = \alpha_{i}\beta L\left(\frac{\varepsilon_{1}}{m}, \varepsilon_{2}\right) = \frac{\nu_{i-1}\beta}{\beta - 2\nu_{i-1}}L\left(\frac{\varepsilon_{1}}{m}, \varepsilon_{2}\right), \tag{2.21}$$

где коэффициент прореживания ИХ $\nu_i = \nu_0 2^{-i}$, i = 1 ... m - 1.

Подставив (2.21) в выражения (2.19), с учетом равенств $\nu_0 = \frac{M}{2}$, $\beta = [(2\alpha + 1)/\alpha]M$, получим

$$\begin{split} R_{T}(\alpha, M) &= \left(M + \sum_{i=0}^{m-1} 2^{i} \frac{N_{i}}{\nu_{i}} \right) f_{\text{KB}} = \left\{ M + \sum_{i=0}^{m-1} \frac{2^{i} \frac{\nu_{i-1} \beta}{\beta - 2\nu_{i-1}} L\left(\frac{\varepsilon_{1}}{m}, \varepsilon_{2}\right)}{\nu_{i}} \right\} f_{\text{KB}} = \\ &= \left\{ M + \sum_{i=0}^{m-1} \frac{2^{i} \frac{\nu_{0} 2^{-i+1} \beta}{\beta - 2\nu_{i-1}} L\left(\frac{\varepsilon_{1}}{m}, \varepsilon_{2}\right)}{\nu_{0} 2^{-i}} \right\} f_{\text{KB}} = \left\{ M + \sum_{i=0}^{m-1} \frac{2^{i} 2\beta}{\beta - 2\nu_{0} 2^{-i+1}} L\left(\frac{\varepsilon_{1}}{m}, \varepsilon_{2}\right) \right\} f_{\text{KB}} = \\ &= \left\{ M + \sum_{i=0}^{m-1} 2^{i} \frac{2\frac{(2\alpha + 1)}{\alpha} M}{\left(\frac{(2\alpha + 1)M}{\alpha} - 2\frac{M}{2}2^{-i+1}\right)} L\left(\frac{\varepsilon_{1}}{m}, \varepsilon_{2}\right) \right\} f_{\text{KB}} = \\ &= \left\{ M + \sum_{i=0}^{m-1} 2^{i} \frac{2(2\alpha + 1)}{\alpha\left(\frac{(2\alpha + 1)}{\alpha} - 2^{-i+1}\right)} L\left(\frac{\varepsilon_{1}}{m}, \varepsilon_{2}\right) \right\} f_{\text{KB}} = \\ &= \left\{ M + \sum_{i=0}^{m-1} 2^{i} \frac{2(2\alpha + 1)}{(2\alpha + 1) - \alpha 2^{-i+1}} L\left(\frac{\varepsilon_{1}}{m}, \varepsilon_{2}\right) \right\} f_{\text{KB}}. \end{split}$$

Аналогичным образом можно вывести выражения для ячеек памяти S . В результате получаемые выражения можно записать в виде:

$$\begin{cases} R_{T}(\alpha, M) = \left\{ M + 2(2\alpha + 1) \sum_{i=0}^{m-1} 2^{i} \frac{1}{(2\alpha + 1) - 2^{-i+1}\alpha} L\left(\frac{\varepsilon_{1}}{m}, \varepsilon_{2}\right) \right\} f_{\text{KB}}; \\ S(\alpha, M) = 2(2\alpha + 1) \sum_{i=0}^{m-1} \frac{1}{(2\alpha + 1) - 2^{i-1}\alpha} L\left(\frac{\varepsilon_{1}}{m}, \varepsilon_{2}\right), \end{cases}$$
 где $m = \log_{2} M$; $L\left(\frac{\varepsilon_{1}}{m}, \varepsilon_{2}\right) = -\frac{2}{3} lg \frac{10}{m} \varepsilon_{2}.$ (2.22)

Выражения (2.22) позволяют оценить затраты на реализацию M-канальной пирамидальной структуры фильтров для заданных параметров M, α , $\varepsilon_{1\text{доп}}$, $\varepsilon_{2\text{доп}}$ и f_{KB} .

Произведем расчет занимаемых ресурсов на основе следующих данных: $M=64, \alpha=32, \beta=64, \epsilon_{1\text{доп}}=10^{-2}, \epsilon_{2\text{доп}}=10^{-4}$ и $f_{\text{KB}}=9,14\cdot 10^6$.

$$R_T = \left(64 + 130 \cdot 3,19 \cdot \begin{pmatrix} 2^0 \frac{1}{21 - 2^1 \cdot 10} + 2^1 \frac{1}{21 - 2^0 \cdot 10} + 2^2 \frac{1}{21 - 2^{-1} \cdot 10} + \\ +2^3 \frac{1}{21 - 2^{-2} \cdot 10} + 2^4 \frac{1}{21 - 2^{-3} \cdot 10} + 2^5 \frac{1}{21 - 2^{-4} \cdot 10} \end{pmatrix} \right).$$

$$\cdot 9.14 \cdot 10^6 = 17,31 \cdot 10^9 \text{ ymH/cek}$$

$$S = 130 \cdot 64 \cdot 3,19 \cdot \begin{pmatrix} \frac{1}{21 - 2^1 \cdot 10} + \frac{1}{21 - 2^0 \cdot 10} + \frac{1}{21 - 2^{-1} \cdot 10} + \\ +\frac{1}{21 - 2^{-2} \cdot 10} + \frac{1}{21 - 2^{-3} \cdot 10} + \frac{1}{21 - 2^{-4} \cdot 10} \end{pmatrix} = \frac{11100 \text{ model}}{11100 \text{ model}}$$

При этом вычислительные затраты на реализацию одиночного КИХ-фильтра рассчитываются по следующим формулам:

$$R_T = N \cdot f_{\rm д} = \alpha \beta L \left(\varepsilon_{\rm 1доп}, \varepsilon_{\rm 2доп} \right) \cdot f_{\rm д} = 32 \cdot 64 \cdot 3,33 \cdot 9.14 \cdot 10^6$$

$$= 62,33 \cdot 10^9 \, {\rm умн/сек}$$
 $S = N = \alpha \beta L \left(\varepsilon_{\rm 1доп}, \varepsilon_{\rm 2доп} \right) = 32 \cdot 64 \cdot 3,33 = 6820 \, {\rm ячеек}$

На основе формулы (2.12) с помощью компьютерного расчета были получены следующие результаты, представленные в таблице 2.2.

Как показало сравнение с двухкаскадной структурой, применение пирамидальной 6-ти ступенчатой структуры позволяет многократно (в рассмотренном примере более чем в 3 раз) уменьшить требуемую скорость обработки при практически неизменной емкости памяти данных.

Таблица 2.2 – Требуемые ресурсы для реализации банка фильтров

М	α	$arepsilon_{1 ext{don}}$	$arepsilon_{2$ доп	<i>f</i> _{кв} , Гц	R_T , 10^9 умн/с	S, ячеек
256	32	10^{-2}	10-4	$9.14 \cdot 10^6$	57,87	49326
128	32	10^{-2}	10-4	$9.14 \cdot 10^6$	30,78	23538
64	32	10^{-2}	10-4	$9.14 \cdot 10^6$	17,31	11190
32	32	10-2	10-4	$9.14 \cdot 10^6$	10,5	5295
16	32	10^{-2}	10-4	$9.14 \cdot 10^6$	6,9	2487
8	32	10-2	10 ⁻⁴	$9.14 \cdot 10^6$	5,13	1155
4	32	10^{-2}	10^{-4}	$9.14 \cdot 10^6$	3,99	525

В результате вычислений и исследований эффективности можно сказать, что алгоритм, реализованный по пирамидальной структуре, подобен алгоритму БПФ, но в отличие от последнего дает в каждой частотной полосе полное временное представление сигнала на исходной частоте дискретизации. Предполагается, что на каждой ступени преобразований с помощью набора однотипных (в масштабе приведенных частот) полуполосных ЦГФ спектры входных сигналов разбиваются на совокупности четных и нечетных каналов. При этом коэффициенты децимации ИХ ЦГФ принимают максимально допустимые значения, а, следовательно, вычислительные затраты минимизируются. Если число частотных каналов M кратно степени два, т.е. $M=2^m$, то общее число ступеней преобразования равно m, и достигается наивысшая эффективность предложенного метода синтеза структуры набора ЦГФ.

2.3 Разработка и оптимизация банка цифровых фильтров в технологии SUB-OFDM

2.3.1 Постановка задачи оптимизации банка фильтров

Реализация банка фильтров на основе набора узкополосных фильтров для технологии SUB-OFDM будет занимать вычислительные ресурсы, рассчитанные ниже. Требуемые ресурсы оцениваются с помощью количества умножений в единицу времени R_T и требуемого количества ячеек памяти S. Для примера будет рассчитан банк фильтров для 8-ми субканалов и режима 2K стандарта DVB-T (расстояние между поднесущими 4464 Γ ц). Аналогичным образом можно будет рассчитать для других параметров.

Если отталкиваться от того, что нет необходимости обеспечивать полную изоляцию одной поднесущей от другой, то необходимо реализовать банк фильтров со следующему параметрами:

Порядок цифровых фильтров, можно представить в виде:

$$N = \alpha \beta L(\varepsilon_{1,\text{доп}}, \varepsilon_{2,\text{доп}}), \tag{2.23}$$

где показатель прямоугольности АЧХ равен:

$$\alpha = \frac{\omega_{c11}}{\omega_{c21} - \omega_{c11}} = \frac{f_{c11}}{f_{c21} - f_{c11}} = \frac{571392}{584784 - 571392} = 32,$$
 (2.24)

а показатель узкополосности АЧХ равен:

$$\beta = \frac{2\pi}{\omega_{c11}} = \frac{f_d}{f_{c11}} = \frac{9,14 \cdot 10^6}{571392} = 16. \tag{2.25}$$

Подставив (2.24) и (2.25) в (2.23), получим:

$$N = 512 \cdot L(\varepsilon_{1\text{доп}}, \varepsilon_{2\text{доп}}),$$

где $L(\varepsilon_{1\text{доп}}, \varepsilon_{2\text{доп}})$ – показатель частотной избирательности и соответственно равен:

$$L(\varepsilon_{1,\text{доп}}, \varepsilon_{2,\text{доп}}) = -\frac{2}{3} \lg(10 \cdot \varepsilon_{1,\text{доп}} \cdot \varepsilon_{2,\text{доп}}) = -\frac{2}{3} \lg(10 \cdot 10^{-2} \cdot 10^{-4}) = 3,33.$$

Порядок узкополосного фильтра будет равен:

$$N = 512 \cdot 3.33 = 1705.$$

Вычислительные затраты для банка фильтров рассчитываются как:

$$R_T = N \cdot M \cdot f_d = 1705 \cdot 8 \cdot 9,14 \cdot 10^6 = 124,7 \cdot 10^9$$
 умн/сек.

Необходимое количество ячеек памяти для хранения коэффициентов банка фильтров равно:

$$S = 2 \cdot N = 2 \cdot 1705 = 3410.$$

Необходимо исследовать другие способы реализации банка фильтров с целью уменьшения вычислительных затрат, и возможности реализации на доступной элементной базе.

2.3.2 Реализация банка фильтров на основе каскадного соединения ЦГФ и ЦСФ Желаемый низкочастотный фильтр в данном случае можно получить, как последовательное соединение ЦГФ (повторяет ν раз свойства частотной избирательности желаемого НЧ фильтра) и цифрового сглаживающего фильтра (ЦСФ), который выделяет основной лепесток, расположенный в окрестности нулевых частот. Таким образом, последовательное соединение ЦГФ и ЦСФ позволяет получить желаемую частотную характеристику, соответствующую НЧ фильтру.

В результате такого метода формирования фильтра, на один ненулевой отсчет импульсной характеристики ЦГФ приходится ($\nu-1$) нулевых отсчетов. Соответственно, вычислительные затраты для реализации такого фильтра будут в ν раз меньше, чем при классической некаскадной форме построения. Однако, затраты на реализацию ЦСФ тем меньше, чем меньше коэффициент прореживания ν . Так как чем меньше ν , тем больше частотное расстояние между соседними полосами пропускания ЦГФ, т.е. тем шире переходная зона и тем меньше порядок ЦСФ.

Вычислительные затраты на реализацию такой каскадной структуры можно записать в следующем виде:

$$R_T = (N_1/\nu + N_2) f_{KB}. (2.26)$$

Из выражения (2.26) понятно, что минимизация вычислительных затрат возможна с помощью коэффициента прореживания ν .

При расчете вычислительных затрат с помощью каскадного соединения ЦГФ и ЦСФ предполагается, что для достижения желаемой неравномерности в полосе пропускания $\varepsilon_{1\text{доп}}$, неравномерности для ЦГФ и ЦСФ достаточно ограничить как, $\varepsilon_{1\text{доп}}/2$. Такие параметры, как коэффициент прямоугольности α_1 и узкополосности β_1 (для ЦГФ) являются фиксированными и определяются требуемыми свойствами частотной избирательности. С другой стороны, показатели частотной избирательности для ЦСФ могут быть произвольными, однако коэффициенты прямоугольности и узкополосности (α_2 и β_2 соответственно) для ЦСФ с коэффициентом прореживания ν связаны следующим образом:

$$\nu = 2\pi/(2\omega_{c21} + \omega_{c22} - \omega_{c21}) = \alpha_2 \beta_2/(1 + 2\alpha_2). \tag{2.27}$$

Если рассматривать выражение (2.27) с точки зрения минимизации затрат и получения максимального расширения переходного зоны АЧХ ЦСФ, то можно сделать следующие замены: $\omega_{\rm c21}=\omega_{\rm c1}$, $\beta=\beta_{\rm 2}$. То из выражения (2.26) получается:

$$\alpha_2 = \nu/(\beta - 2\nu).$$

Для реализации банка фильтров на основе цифрового гребенчатого и сглаживающего фильтров взята двухкаскадная структура (см. рисунок 2.16).

Преимуществом использования такой структуры является снижение общего количества арифметических операций.

В качестве оценки вычислительных затрат примем требуемое число операций умножения в единицу времени R_T (умн./сек). Порядки фильтров ЦГФ и ЦСФ обозначим как N_1 и N_2 соответственно. Таким образом, вычислительные затраты на реализацию двухступенчатой структуры низкочастотного фильтра составят:

$$R_T = (N_1/\nu + N_2) f_{KB}$$

где $f_{\text{\tiny KB}}$ — частота дискретизации входного сигнала фильтра.

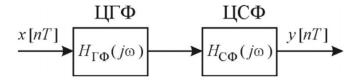


Рисунок 2.16 – Двухкаскадная структура НЧ-фильтра

При реализации такого фильтра за основу возьмем характеристики, как и в пункте 2.2.2:

- Частота среза полосы пропускания равна $f_{c10} = 2053 \, \Gamma$ ц;
- Частота среза зоны непрозрачности равна $f_{c20} = 2232 \; \Gamma$ ц;
- Неравномерность в полосе пропускания равна $\varepsilon_{1\text{доп}}=10^{-2};$
- Неравномерность в зоне непрозрачности равна $\varepsilon_{1\text{доп}}=10^{-4};$
- Частота дискретизации фильтра равна $f_d = 9,14~{
 m M}\Gamma$ ц.

Коэффициент прореживания выберем равным $\nu = 5$. В результате характеристики для базового низкочастотного фильтра (на основе которого будет синтезироваться ЦГФ) получаются следующими:

- Частота среза полосы пропускания равна $f_{c10} = 2053~\Gamma$ ц;
- Частота среза зоны непрозрачности равна $f_{c20} = 2232~\Gamma$ ц;
- Неравномерность в полосе пропускания равна $\varepsilon_{1\text{доп}} = 10^{-2}$;
- Неравномерность в зоне непрозрачности равна $\varepsilon_{1\text{доп}}=10^{-4};$
- Частота дискретизации фильтра равна $f_d = 1.8 \ \mathrm{M}\Gamma$ ц.

В результате синтеза фильтра с характеристиками, представленными выше, получается базовый фильтр с порядком равным 127 (см. рисунок 2.17). Для того

чтобы получить цифровой гребенчатый фильтр, необходимо произвести «обогащение» нулями коэффициенты фильтра. В данном случае между каждым отсчетом базового НЧ-фильтра должны быть 4-е нуля.

В результате итоговая амплитудно-частотная характеристика показана на рисунке 2.18.

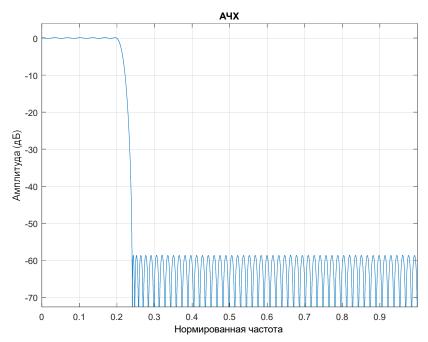


Рисунок 2.17 – Амплитудно-частотная характеристика базового НЧ-фильтра На основе ЦГФ строится ЦСФ с той целью, чтобы отсечь ненужные полосы пропускания и оставить только НЧ область.

Для минимизации затрат на хранение коэффициентов памяти, обычно частоту зоны непрозрачности для сглаживающего фильтра выбирают до следующей полосы пропускания начиная с нулевой области. Таким образом, характеристики для сглаживающего фильтра будут принимать следующие значения:

- Частота среза полосы пропускания равна $f_{c10} = 2053~\Gamma$ ц;
- Частота среза зоны непрозрачности равна $f_{c2}=6696\ \Gamma$ ц;
- Неравномерность в полосе пропускания равна $\varepsilon_{1\text{доп}}=10^{-2};$
- Неравномерность в зоне непрозрачности равна $\varepsilon_{1,\text{поп}} = 10^{-4}$;
- Частота дискретизации фильтра равна $f_d = 9,14~{
 m M}\Gamma$ ц.

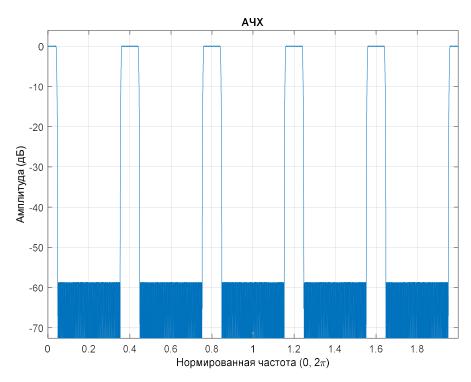


Рисунок 2.18 — Амплитудно-частотная характеристика базового НЧ-фильтра Амплитудно-частотная характеристика для цифрового сглаживающего фильтра показана на рисунке 2.19. Порядок такого фильтра равен 15.

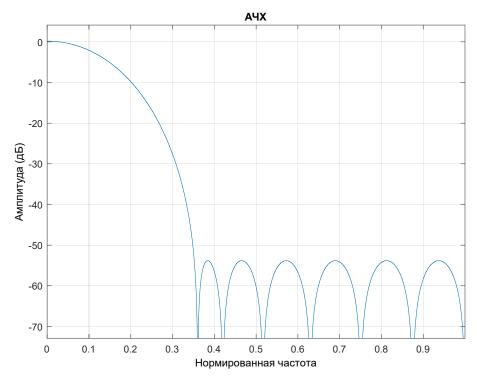


Рисунок 2.19 – Амплитудно-частотная характеристика сглаживающего фильтра

В результате получается, что суммарный порядок фильтра, построенного на основе каскадного соединения цифрового гребенчатого и сглаживающего

фильтров равен 142. Если вернуться к пункту 2.2.2, то при построении КИХ-фильтра классическим способом порядок равен 636.

В данном случае получается также уменьшение вычислительных ресурсов. Поскольку на один отличный от нуля отсчет импульсной характеристики цифрового гребенчатого фильтра приходится ($\nu-1$) нулевых отсчетов, реализация фильтра требует в ν раз меньше арифметических операций, чем не каскадная реализация проектируемого НЧ фильтра.

2.3.3 Пирамидальная структура построения банка фильтров

На рисунке 2.20 представлена амплитудно-частотная характеристика банка фильтров, построенного по пирамидальной структуре для M частотных каналов (на рисунке M=8) с использованием трехступенчатой формы построения.

На первой ступени преобразования для разделения частотных каналов, отстоящих друг о друга в общем групповом сигнале на $\Delta\omega_0=2\pi f_0T_{\rm KB}=\pi$ (в приведенных частотах), и одновременного устранения высокочастотного шума используются M цифровых сглаживающих фильтров минимального порядка N_0 (КИХ-фильтров). К выходам сглаживающих фильтров подключены сумматоры для попарного сложения, с учетом предварительного переноса одного из каналов в область высоких частот (путем умножения выходного сигнала на $e^{jn\pi}$).

На второй ступени преобразования ЦГФ с передаточной функцией $H_1(z)$ и коэффициентом децимации импульсной характеристики (ИХ) $\nu=2$ отделяют частотные каналы с номерами 0, 4 от каналов с номерами 2, 6, а также с номерами 1, 5 от каналов с номерами 3, 7 и с одновременной трансформацией спектра частот на $\Delta\omega_1=\pi/2$ (путем умножения выходного сигнала на $e^{j\frac{\pi}{2}n}$).

На третьей ступени производится окончательное формирование выходного группового сигнала x(n) с использованием ЦГФ с передаточной функцией $H_2(z)$ и коэффициентом децимации ИХ $\nu_2=4$, отделяющих друг от друга частотные каналы с четными и нечетными номерами, обеспечивая заданную высокую прямоугольность АЧХ всех частотных каналов одновременно. Для объединения

четных и нечетных частотных каналов сигнал на выходе ЦГФ, выделяющего нечетные каналы, предварительно умножается на трансформирующий множитель $e^{j\frac{\pi}{4}n}$.

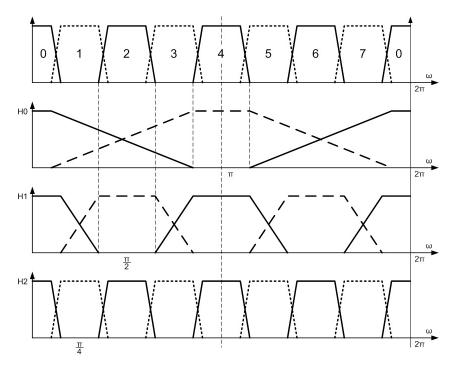


Рисунок 2.20 – Амплитудно-частотная характеристика банка ЦГФ и ЦСФ

2.3.4 Построение и реализация банка фильтров для анализа/синтеза сигналов на основе OFDM и FBMC

Для проверки работоспособности синтезатора группового сигнала по предлагаемой пирамидальной структуре было проведено ее моделирование в среде GNU Octave.

Предполагается, что входные сигналы являются случайными процессами с равномерной спектральной плотностью мощности, число каналов M=8, частота дискретизации каждого канального и группового сигналов равна $9.14~\mathrm{MF}$ ц.

На первой ступени используется набор цифровых сглаживающих фильтров, на второй и третьей ступенях цифровые гребенчатые фильтры [44].

На рисунках 2.21—2.22 представлены спектры сигналов на выходах четных и нечетных каналов пирамидальной трехступенчатой структуры, а на рисунке 2.23 — спектр выходного группового сигнала.

В результате на первой ступени пирамидальной структуры банка фильтра получается суммарный сигнал четных и нечетных каналов, представленный на рисунке 2.21.

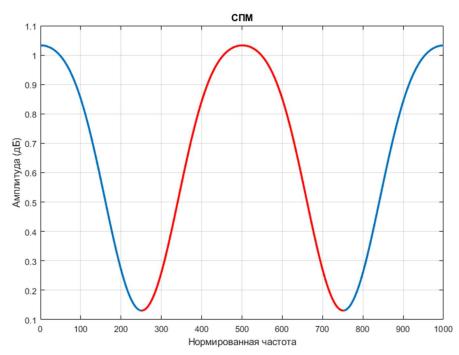


Рисунок 2.21 – Спектры суммарного сигнала на выходе первой ступени На рисунке 2.21 синим цветом показаны составляющие для четных каналов в

пирамидальной структуре, а красным цветом для нечетных.

Результатом на второй ступени пирамидальной структуры банка фильтра является суммарный сигнал, показанный на рисунке 2.22.

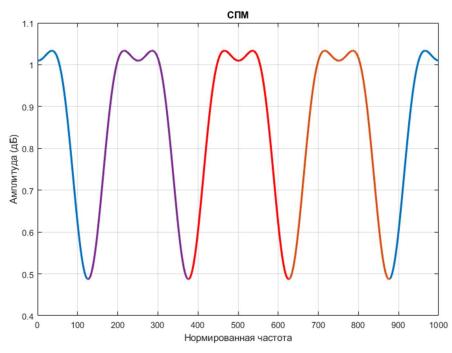


Рисунок 2.22 – Спектр сигнала на выходе второй ступени

На рисунке 2.22 синим и красным цветом показаны составляющие для четных каналов в пирамидальной структуре, а фиолетовым и оранжевым цветом для нечетных.

Результирующий сигнал для пирамидальной структуры, рассчитанной на 8 каналов, представлен на рисунке 2.23.

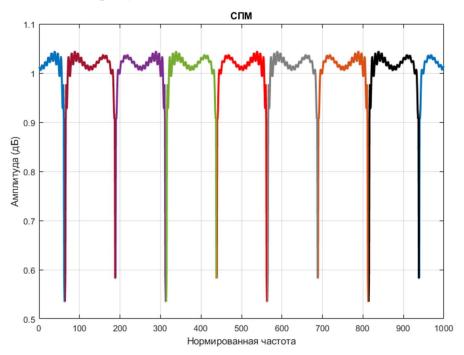


Рисунок 2.23 – Спектр выходного группового сигнала

Использование пирамидальной структуры позволяет многократно снизить как вычислительные операции (количество умножений в секунду), так и количество ячеек памяти под хранение коэффициентов фильтров. Применение пирамидальной структуры банка фильтров оправдано в том случае, когда ширина полосы частот, выделяемая для каждого субканала, являются одинаковой. Иначе построение системы с неравномерной шириной полосы под каждый субканал начинает превышать затраты, которые получаются при использовании классического банка фильтров.

Использование банка фильтров, применительно к субполосному OFDM, основывается на том, что у OFDM-сигнала, согласно схеме на рисунке 3.8, происходит повышение частоты дискретизации. Таким образом, весь доступный частотный диапазон занимают копии одного и того же сигнала в разных

субканалах. На рисунке 2.24 схематично показан спектр OFDM-сигнала на повышенной частоте дискретизации для 8 субканалов.

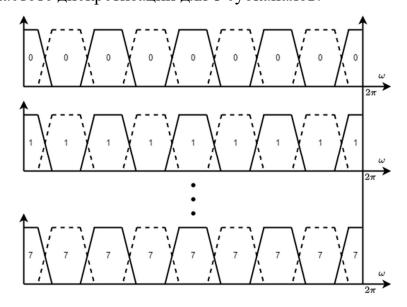
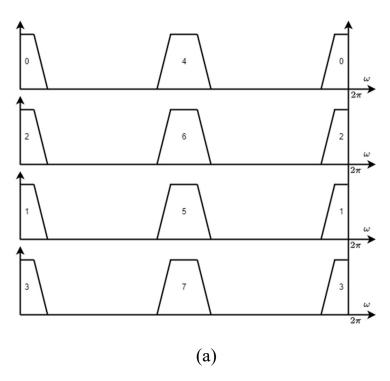


Рисунок 2.24 — Условное представление спектра OFDM-сигнала на повышенной частоте дискретизации

На основе рисунков 2.15 и 2.20 формирование группового сигнала с использованием пирамидальной структуры банка фильтров показано на рисунке 2.25.



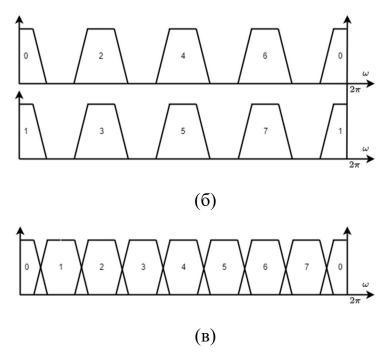


Рисунок 2.25 — Формирование группового OFDM-сигнала с помощью пирамидальной структуры банка фильтров на первой ступени (а), второй ступени (б) и третьей (результирующей) ступени (в)

На рисунке 2.25 схематически показан процесс формирования группового OFDM-сигнала с помощью трехступенчатой (пирамидальной) структуры фильтра. Моделирование и исследование работы комбинированного подхода с использованием OFDM и банка фильтров будут показаны в главе 3.

2.4 Выводы по главе

В данной главе были рассмотрены основные методы построения банка фильтров. Рассмотрены их вычислительные ресурсы, достоинства и недостатки.

Наряду с традиционной техникой построения банков фильтров без перекрытия соседних частотных каналов, получили развитие новые методы анализа/синтеза сигналов в системах с многими несущими, использующие косинусмоделированные многотональные сигналы и многотональные сигналы со сдвигом квадратурных компонент.

Применение технологии FBMC (банков фильтров со многими несущими) и реализация системы анализа/синтеза сигналов на ее основе дают лучшее решение

с позиции спектральной и энергетической эффективностей, но требуют значительных вычислительных затрат.

банка Предложена структура формирования фильтров, позволяющая многократно уменьшить вычислительные затраты. предложенной многоступенчатой пирамидальной структуре системы анализа/синтеза сигналов с формированием группового сигнала на нескольких поднесущих предполагается, что каждый канальный сигнал, исходящий от некоторого датчика информации, в процессе формирования группового сигнала должен одновременно фильтроваться и от шума. Поэтому частота дискретизации всех канальных сигналов, фактически разделенных в пространстве, совпадает с частотой дискретизации формируемого группового сигнала с ЧРК.

На основе формул (2.2) — (2.9) для расчета двухступенчатой прямой формы реализации банка фильтров на 64 субканала количество операций, которое необходимо выполнить, равно $R_T = 265,2 \cdot 10^9$ умн/сек и количество ячеек памяти S = 29010 (результаты получены на основе параметров ЦГФ, равных $f_{c11} = 69013$ Гц , $f_{c2} = 71424$ Гц , $\varepsilon_{1\text{доп}} = 10^{-2}$, $\varepsilon_{2\text{доп}} = 10^{-4}$ и $f_{\text{кв}} = 9,14 \cdot 10^6$ Гц).

Таким образом, можно утверждать, что использование пирамидальной структуры для построения фильтров на основе цифровых гребенчатых и сглаживающего фильтров позволяет в 15 раз сократить вычислительные затраты и в 2,5 раз сократить требуемые ресурсы на хранение коэффициентов фильтров по сравнению с двухступенчатой формой реализации банка фильтров.

З ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ТЕХНОЛОГИИ СУБПОЛОСНОГО ОРТОГОНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И БАНКА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ МНОГОСКОРОСТНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

В данной главе будет показан принцип построения системы на основе субполосного ортогонального мультиплексирования. Будут представлены исследования различных технологий на работоспособность системы в шумах, при наличии различных искажений и рассогласований в канале передачи данных, а также при условии наличия эффекта Доплера.

3.1 Создание моделей субполосного ортогонального мультиплексирования и исследование их работоспособности

Системы на основе субполосного ортогонального мультиплексирования подразумевают разбиение на субканалы (набор нескольких поднесущих) и фильтрацию каждого из них.

В результате такого построения системы можно применять адаптацию к характеристикам канала связи, т.е. искать и определять зоны затухания и подавления, тем самым можно будет управлять скоростью передачи данных, уменьшая её или увеличивая в зависимости от состояния канала (в том числе и изменяя тип модуляции в субканалах). Поэтому в процессе создания SUB-OFDM сигнала могут быть задействованы только те субканалы, в которых будут соблюдены требуемые характеристики передачи данных.

Использование такой технологии упрощает поддержание ортогональности OFDM-сигналов, а построение адаптивного эквалайзера существенно упрощается, и появляется возможность более эффективно решать проблему выравнивания частотных характеристик в каждом субканале.

Синтез оптимальной структуры системы широкополосной передачи данных зависит от эффективной реализации и минимизации затрат на создание банка цифровых фильтров.

При увеличении требований к спектральной эффективности растет число частотных каналов, позволяя более точно локализовать зоны глубоких замираний и подавлений из-за сосредоточенных по спектру помех. С увеличением числа частотных каналов вычислительные затраты могут расти по квадратичной зависимости, так как пропорционально числу каналов растет порядок КИХ-фильтров, используемых для интерполяции и децимации в структуре синтезатора и анализатора группового широкополосного OFDM сигнала [35].

3.1.1 Создание моделей OFDM, F-OFDM, RB-F-OFDM и FBMC систем

Реализация модели выполнена с помощью свободной программной системы для математических вычислений GNU Octave.

На первом этапе формирования имитационной модели была создана простая схема, содержащая в себе только следующие блоки:

- блок формирования двоичных данных;
- модулятор QAM сигналов;
- канал с аддитивным белым гауссовским шумом (AGWN);
- демодулятор QAM сигналов;
- преобразование из символов в биты;
- блок подсчета ошибок, на основе переданных и принимаемых двоичных данных.

При создании двоичных последовательностей в данной модели использовались следующие наиболее известные разновидности двоичных систем счисления:

- бинарный код;
- код Грея;
- код Джонсона;
- код Айкена;
- коды 8421-BCD, 7421-BCD и 5421-BCD;
- код с избытком 3.

Результаты моделирования при различных разновидностях двоичной системы и разных видах многопозиционной модуляции в целом можно свести к двум результатам, показанным на рисунке 3.1.

Как видно из рисунка 3.1 (а) при использовании некоторых кодов получается добиться достаточно точного совпадения реальной зависимости вероятности ошибок от отношения сигнал-шум (ОСШ) и желаемой (например, с помощью кода Грея или кода с избытком 3 и др.), либо же как показано на рисунке 3.1 (б) не совсем точного совпадения реальной вероятности ошибок и желаемой (например при использовании бинарного кода или кода 8421). Также стоит отметить, что не все коды можно использовать с многопозиционными видами модуляции [45].

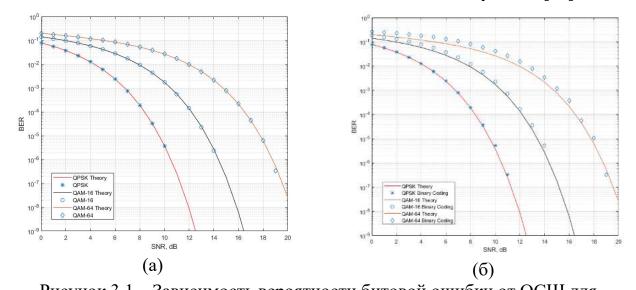


Рисунок 3.1 — Зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ для различный видов модуляции и разновидностей двоичных систем счисления Поэтому на основе рисунка 3.1 для дальнейших исследований будет использоваться код Грея, как основной способ кодирования двоичных данных.

При создании модели OFDM использовалась классическая схема построения системы, показанная на рисунке 2.1 из 2 главы. В результате зависимость битовой ошибки от ОСШ также точно совпадает с теоретическими (см. рисунок 3.2).

Как можно заметить, на рисунке 3.2 некоторые точки не совпадают с теоретическими, это можно объяснить тем, что для того, чтобы обеспечить вероятность ошибки в районе 10^{-7} требуется пропустить через систему более нескольких миллионов кодовых слов, в то время как в модели используется только 100 тысяч кодовых слов.

В дальнейшем на основе данной имитационной модели были проведены исследования работоспособности для F-OFDM и RB-F-OFDM. В данном случае изменялись только передатчик и приемник сигналов. Все остальные блоки оставались без существенных изменений.

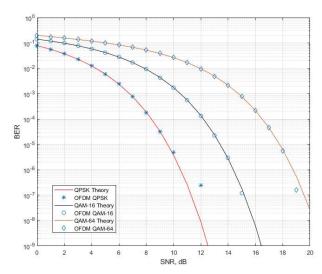


Рисунок 3.2 – Зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ при использовании OFDM-сигнала

Исследование работоспособности модели с применением F-OFDM и RF-F-OFDM сигналов показано на рисунке 3.3. Как отмечалось ранее, основным отличием F-OFDM сигнала от классического OFDM заключается в фильтрации формируемого OFDM-символа как на передающей, так и на приемной сторонах.

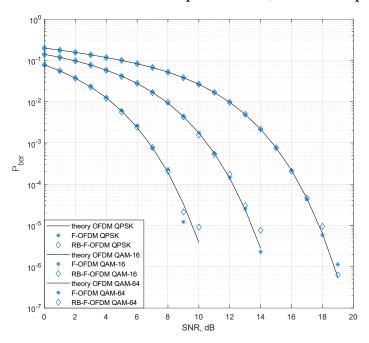


Рисунок 3.3 – Зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ при использовании F-OFDM и RB-F-OFDM сигналов

С первого взгляда может показаться, что применение фильтрации в OFDM сигналах никак не сказывается на качестве работы системы. Однако необходимо предъявлять достаточно высокие требования к прямоугольности и узкополосности фильтра, неравномерности в полосе пропускания, а также к взвешиванию импульсной характеристики. Иначе могут возникать ситуации, показанные на рисунке 3.4. В результате характеристики работы системы могут уходить в насыщение при вероятности ошибки 10⁻², либо если же какие-то требования к параметрам фильтра были заданы, то насыщение возможно опустить до 10⁻⁵.

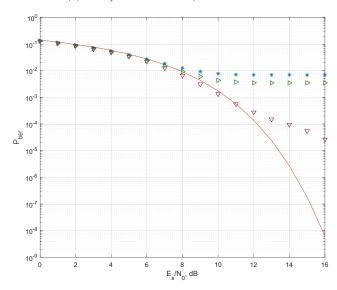


Рисунок 3.4 — Зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ при использовании фильтрованного OFDM-сигнала без предъявления высоких требований к характеристикам фильтра

В большинстве случаев основными причинами, ухудшающими работу системы, являются фильтры с плохими характеристиками неравномерности в полосе пропускания и недостаточным взвешиванием импульсной характеристики. Данные проблемы для OFDM сигнала размерностью 512 поднесущих и с различными порядками фильтров показаны на рисунке 3.5.

Как видно на рисунке 3.5, OFDM сигнал начинает искажаться на краях, что приведет к усложнению системы эквалайзинга поднесущих.

При создании модели FBMC системы необходимо отталкиваться от структурной схемы, представленной на рисунке 1.15 [46, 47]. Как правило

базовыми сигналами для передачи данных служат сигналы на основе OQAM модуляции.

Низкочастотный сигнал, передаваемый в системе на основе FBMC, можно выразить с помощью выражения (3.1).

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} i^{m+n} \cdot h(t - n\tau_0) e^{j2\pi f_0 t}$$
 (3.1)

где $a_{m,n}$ — действительная информационная составляющая, передаваемая на m-й поднесущей n-го символа OQAM, M — общее количество поднесущих, h(t) — импульсная характеристика фильтра, а f_0 и τ_0 интервал между поднесущими и длительность символа соответственно.

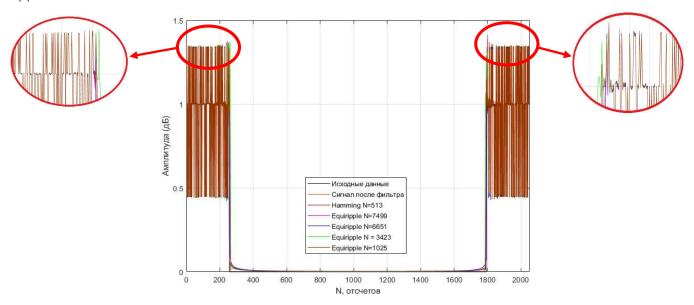


Рисунок 3.5 – OFDM-сигнал после фильтрации с негативными краевыми эффектами фильтров

Системы на основе FBMC предлагают увеличение спектральной эффективности и снижение требований к синхронизации, по сравнению с системами на основе OFDM. Эти преимущества позволяют говорить о том, что FBMC можно также рассматривать как один из методов модуляции для систем передачи широкополосных данных.

В данной диссертационной работе была построена простая FBMC модель для сравнения её эффективности с OFDM.

Сравнение результатов работы систем на основе OFDM и FBMC показано на рисунке 3.6. В данном эксперименте параметры формируемых сигналов

выбирались максимально близкими друг к другу, чтобы максимально точно оценить качество работы системы [47-50].

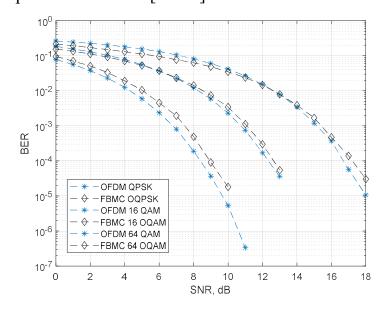


Рисунок 3.6 – Зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ при использовании OFDM и FBMC сигналов

Как можно заметить из рисунка 3.6, системы на основе OFDM и FBMC работают примерно с одинаковым качеством (при условии исследования на канале с AWGN), однако сложность реализации значительно сложнее у технологии FBMC.

3.1.2 Синтез/анализ банка фильтров для технологии SUB-OFDM

В п. 2.5.2 главы 2 был предложен способ построения банка фильтров, позволяющий многократно уменьшить занимаемые ресурсы, как аппаратные, так и вычислительные. Реализация банка фильтров также была выполнена в программе GNU Octave.

Моделирование банка фильтров на предмет работоспособности также было проверено в п. 2.5.2 главы 2.

В результате реализованный банк фильтров можно использовать для N- канальной системы, где N является значением степени двойки [50].

С одной стороны, это упрощает обработку сигналов в рамках одной системы, с другой стороны теряется некоторая универсальность банка фильтров, так как нет возможности построить характеристику на произвольное количество каналов.

В последующих моделированиях для увеличения быстродействия и упрощения работы будет использоваться система на основе 8-канальной структуры.

3.1.3 Реализация синтезатора группового широкополосного SUB-OFDM сигнала

Классическая схема синтезатора широкополосного сигнала с использованием банка фильтров, реализующая одновременную передачу данных по нескольким частотным субканалам, показана на рисунке 3.7.

Как можно заметить из рисунка 3.7, двоичный поток данных с помощью последовательно-параллельного преобразователя разделяется на N субканалов и происходит повышение частоты дискретизации в K раз. С помощью интерполятора происходит повышение частоты дискретизации в K раз путем расстановки нулей между соседними отсчетами (где K должно быть $\geq N$). С помощью низкочастотного фильтра и умножителя происходит формирование сигнала в нужной области частот. Затем параллельно-последовательный преобразователь формирует групповой сигнал, суммируя выходы всех частотных каналов.

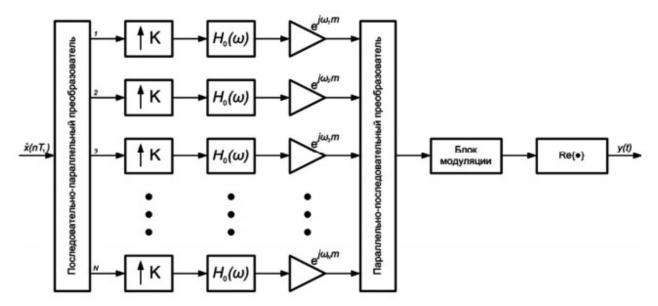


Рисунок 3.7 – Структурная схема передающей части на основе банка цифровых фильтров

Построение системы на основе классического OFDM (см. рисунок 2.1) имеет множество недостатков. Поэтому появилась идея объединить системы показанные на рисунка 1.15 и 3.7, с целью уменьшения недостатков систем на основе OFDM.

Технология SUB-OFDM как раз и предназначена для того, чтобы попытаться устранить большую часть недостатков OFDM.

Синтезатор группового широкополосного SUB-OFDM сигнала представлен на рисунке 3.8.

Предполагается, что при разбиении всего доступного частотного диапазона на субканалы, в каждом из них реализуется короткий OFDM сигнал (см. рисунок 3.8).

С помощью адаптивного коммутатора каналов высокоскоростной поток данных разделяется на M частотных поддиапазонов (субканалов). В каждом субканале формируется OFDM сигнал по классической структуре с применением L-точечного ОБПФ [51, 52].

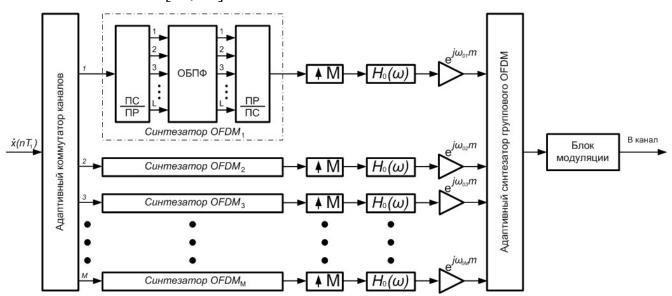


Рисунок 3.8 – Синтезатор группового сигнала на основе МОС и банка фильтров

Далее частота дискретизации каждого OFDM повышается интерполятором частоты в M раз, фильтруется банком фильтров и переносится в частотную область соответствующему текущему субканалу. Адаптивный синтезатор группового OFDM формирует широкополосный групповой OFDM сигнал, суммируя выходы всех задействованных частотных каналов [35].

3.1.4 Реализация анализатора группового широкополосного SUB-OFDM сигнала

В классических схемах построения анализатора широкополосного сигнала с использованием банка фильтров на приемной стороне происходят обратные

действия (см. рисунок 3.9). Разбиение на субканалы, перенос в область низких частот, фильтрация и понижение частоты дискретизации на выходе каждого субканала в K раз.

Параллельно-последовательный преобразователь, группируя выходы всех субканалов в один, формирует выходной поток данных.

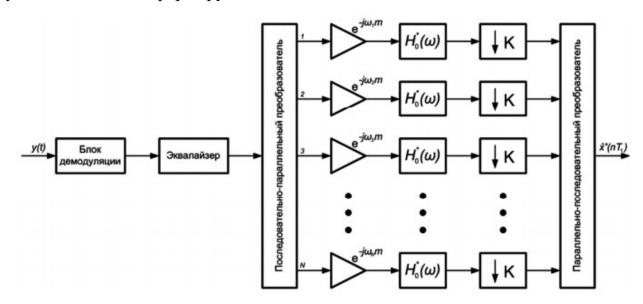


Рисунок 3.9 – Структурная схема приемника сигналов на основе банка цифровых фильтров

Как показано на рисунке 3.10, для борьбы с линейными искажениями на приемной стороне может использоваться адаптивный эквалайзер. Стоит отметить, что главным элементом в таком способе передачи является синтез цифрового фильтра-интерполятора (передающая сторона) и фильтра-дециматора (приемная сторона). От частотной избирательности таких фильтров зависят уровень межканальной интерференции, устойчивость работы при наличии шумов и искажений, а также надежность системы. Увеличение порядка КИХ-фильтра (на приемной или передающей сторонах) приводит к улучшению частотной избирательности, но при этом возрастают вычислительные затраты и количество требуемых элементов памяти.

Однако данный способ построения набора цифровых фильтров, когда фильтр каждого субканала является уникальным, не позволяет минимизировать вычислительные затраты.

В условиях работы, где отсутствуют сильные доплеровские искажения и глубокие замирания, как показывает практика, рациональным способом передачи информации является технология OFDM, которую можно рассматривать как частный случай построения банка фильтров с прямоугольным окном импульсной характеристики [35].

Таким образом, для надежной работы в условиях глубоких замираний, защиты от помех и искажений различного происхождения, комбинированное использование банка фильтров и OFDM (технология SUB-OFDM или RB-F-OFDM) является интересным способом решения проблемы.

Непосредственно анализатор группового широкополосного SUB-OFDM сигнала, построенный также на основе двух технологий, осуществляет преобразование принимаемого группового OFDM-сигнала на *М* субканалов с понижением частоты дискретизации на выходе [53, 54]. В каждом субканале с помощью эквалайзера происходит выравнивание частотной характеристики канала передачи данных (см. рисунок 3.10).

Затем в субканалах происходит прием и обработка данных с помощью классического приемника OFDM, и формируется выходная последовательность данных. Адаптивный коммутатор каналов формирует общий высокоскоростной поток, совпадающий с передаваемым потоком в пределах требуемой точности.

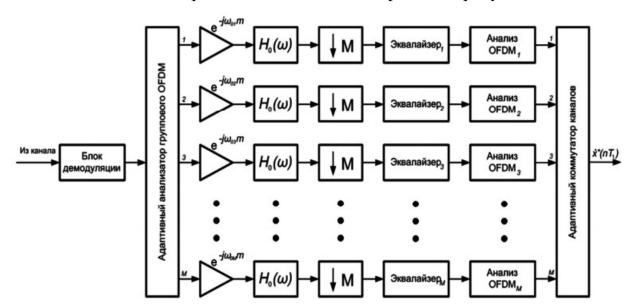


Рисунок 3.10 — Структурная схема анализатора группового широкополосного ОFDM сигнала

3.1.5 Исследование работоспособности полученных моделей в шумах

В результате диссертационной работы были созданы имитационные модели для таких технологий, как: OFDM, FBMC, F-OFDM, RB-F-OFDM и SUB-OFDM [55].

Результаты работы имитационной модели на основе OFDM, FBMC, F-OFDM, RB-F-OFDM сигналов были показаны ранее. Зависимость вероятности битовой ошибки для сигналов на основе SUB-OFDM показаны на рисунке 3.11.

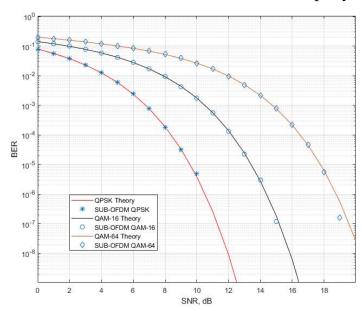


Рисунок 3.11 – Зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ при использовании SUB-OFDM-сигнала

К системам на основе SUB-OFDM необходимо предъявлять такие же требования к прямоугольности и узкополосности фильтра, неравномерности в полосе пропускания, а также к взвешиванию импульсной характеристики, что и к системам на основе RB-F-OFDM [56-57].

В результате можно утверждать, что все системы более-менее одинаково работают в каналах с аддитивным белым гауссовским шумом (AWGN). Как можно заметить из рисунков 3.1–3.3 и 3.11, получаемые характеристики систем совпадают с теоретическими. С одной стороны, это говорит о том, что имитационная модель реализована достоверно и сигнал правильно передается по каналу связи. С другой стороны, преимущества от использования технологии SUB-OFDM в канале с AWGN также нет [58].

Также из рисунков можно заметить, что характеристики совершенно одинаковые, хотя и получены разными технологиями. Одинаковыми зависимости

вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум также еще получаются потому, что при моделировании используются одинаковые входные данные.

Одинаковость характеристик подтверждает ту идею, что технология SUB-OFDM обратно совместима с технологией OFDM, т.е. приемник сигналов SUB-OFDM может также без каких-либо проблем принимать и демодулировать сигналы OFDM [59].

На рисунке 3.12 показаны уровни внеполосного излучения при различных вариантах использования фильтрации. Красным цветом показана спектральная плотность мощности (СПМ) OFDM сигнала в классическом виде, синим цветом показан СПМ сигнала при его фильтрации, но с отбрасыванием переходных процессов фильтра. Фиолетовым цветом показана СПМ OFDM сигнала при его фильтрации банком цифровых фильтров и с наличием переходных процессов фильтров.

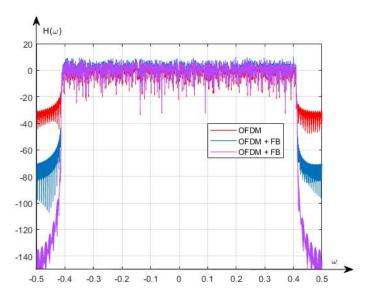


Рисунок 3.12 – Спектральные плотности мощности для OFDM и SUB-OFDM сигналов

Как можно заметить из рисунка 3.12, способ адаптивной широкополосной передачи данных на основе комбинированного подхода, сочетающий технологии банка фильтров и ортогонального частотного мультиплексирования, позволяет уменьшить межканальные искажения до 70 дБ (см. рисунок 3.13).

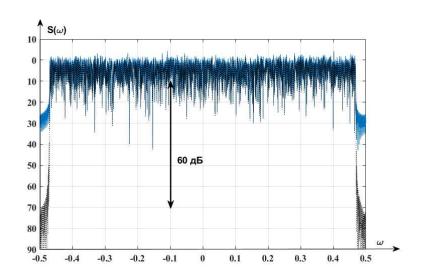


Рисунок 3.13 – Спектральные плотности мощности для OFDM и SUB-OFDM сигналов

В результате была исследована работа OFDM и SUB-OFDM систем при наличии в канале нескольких символов. Зависимость вероятности битовой ошибки показана на рисунке 3.14.

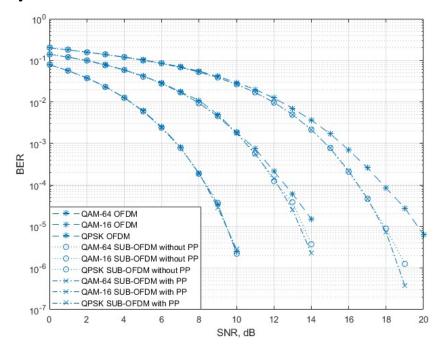


Рисунок 3.14 — Зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ при использовании нескольких символов с OFDM и SUB-OFDM-сигналами

Из рисунка 3.14 видно, что чем ниже порядок модуляции, тем меньше сказывается влияние соседних символов на передаваемые данные. Зависимости вероятности битовой ошибки были получены при прохождении через систему 5000000 бит, например для модуляции QAM-16 при оценке количества битовых

ошибок для системы на основе OFDM можно наблюдать 305, а для системы SUB-OFDM — 218. В результате чего можно сказать, что применение банка фильтров позволяет улучшить спектральные характеристики передаваемых сигналов, и тем самым в используемом диапазоне частот получить от 3 до 20 % (см. таблицу 3.1) получить лучшее качество работы, что устраняет помехи между каналами и приводит к снижению или полному отсутствию защитных частотных интервалов при передаче сигналов между каналами.

Однако стоит заметить, что использование банка фильтров неизбежно приводит к усложнению как формирования сигналов, так и обработки их на приемной стороне [60-63].

Таблица 3.1 – Количество ошибок для разных видов модуляции

	QPSK	QAM-16	QAM-64
OFDM	142	305	415
SUB-OFDM	137	218	36
Выигрыш	3%	30%	-

Из таблицы 3.1 тяжело судить о выигрыше при модуляции использовании модуляции QAM-64, с одной стороны видно, что выигрыш порядка 90 %, с другой стороны для того, чтобы получить достоверные результаты для технологии SUB-OFDM необходимо промоделировать порядка 15 миллионов бит, что является весьма сложной вычислительной задачей.

Также в работе была исследована работа SUB-OFDM сигнала при нестабильности тактовых генераторов. На рисунке 3.15 показаны возможные последствия для модуляции 64-QAM, при отсутствии в устройствах высокоточных генераторов [64, 65].

Как можно заметить, из рисунка 3.15 расстройка частоты приводит к ухудшениям зависимостей вероятности битовой ошибки и получении некоторого насыщения на каких-то определенных значениях дБ. При расстройке частоты дискретизации порядка 10^{-6} степени восстановление передаваемых данных невозможно.

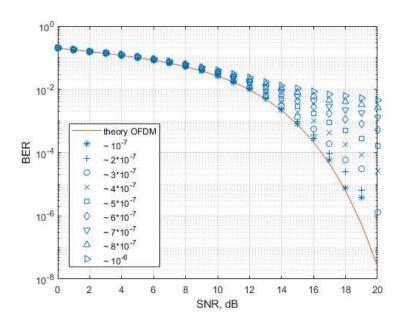


Рисунок 3.15 — Зависимость вероятности битовой ошибки (при расстройке частоты) от ОСШ при использовании SUB-OFDM-сигнала (при QAM-64)

3.2 Оценка эффективности работы при искажениях и рассогласованиях в системах с OFDM

Так как технологии OFDM и SUB-OFDM работают одинаково при таких мешающих воздействиях как эффект Доплера и AWGN, интерес вызывает исследование работоспособности системы при наличии других искажений и рассогласований.

3.2.1 Расстройка временной синхронизации

Расстройка временной синхронизации приводит к вращениям точек на сигнально-кодовом созвездии (см. рисунок 3.16). Такое движение точек можно объяснить изменением частоты дискретизации и получением амплитуд точек в моменты времени, не соответствующие максимальному значению. Т.е. сигнал представляет задержанный по времени и смещенный по частоте исходный сигнал (см. выражение (3.2)).

$$r(t) = s(t - \tau)e^{j(\omega + \omega_0)t}$$
(3.2)

где au, ω_0 — смещение по времени и частоте, соответственно.

Одним из используемых и эффективных алгоритмов для оценки смещения частоты во временной области, предполагает использование корреляционных свойств защитного интервала и этого же символа. Преимуществом таких алгоритмов является простота реализации. Как показывают исследования, получаемая точность достаточна для большинства систем.

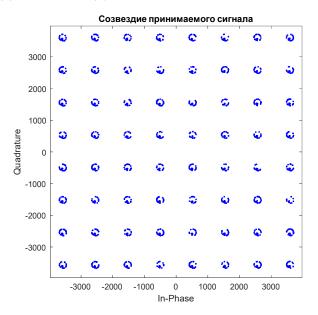


Рисунок 3.16 — Сигнально-кодовое созвездие принятого сигнала при наличии расстройки временной синхронизации

На рисунке 3.17 показана зависимость вероятности битовой ошибки от величины рассогласования частоты, при условии, что система временной синхронизации не смогла исправить данную расстройку.

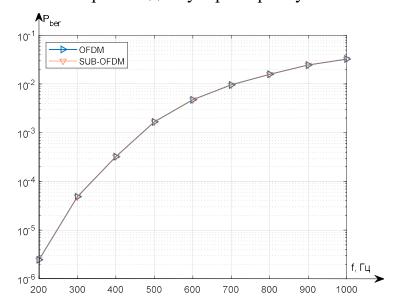


Рисунок 3.17 — Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум при наличии расстройки временной синхронизации

Как можно заметить из рисунка 3.17, технологии OFDM и SUB-OFDM работают одинаково.

3.2.2 Проблемы, вызванные многолучевостью

В процессе распространения сигнал от передатчика к приемнику может прийти различными путями, в том числе быть переотражённым или поглащённым чемлибо. В данном случае на приемной стороне сигнал будет поступать с некоторыми задержками. С другой стороны, основная энергия сигнала может поступить на приемник без каких-либо искажений и за достаточно короткое время. На практике часто встречается распространение сигнала по нескольким путям, и в результате энергия сигнала распределена между копиями в случайной мощности, что неизбежно приводит к ошибкам на приемной стороне.

Однако многолучевое распространение сигнала может использоваться и в полезных целях, так как приемник в своем распоряжении имеет несколько копий одного и того же сигнала. Сравнивая эти копии сигналов между собой, можно повысить качество принимаемого сигнала. Данный подход используется в Rakeприемниках в мобильной беспроводной связи. Основной принцип, который заложен в такие приемники, это выделение одного единственного сигнала и дальнейшая его обработка.

В технологии MIMO (Multi Input Multi Output) многолучевость является обязательным условием для работы приемников.

При многолучевом распространении на OFDM и SUB-OFDM сигналах будет проявляться межсимвольная интерференция и нарушать ортогональность частот между поднесущими. Для устранения данного негативного явления необходимо добавление специального защитного интервала.

Есть два самых распространенных способа добавления защитных интервалов. Первый способ — это добавление нулей в начале символа, второй — вставка циклического префикса или циклического суффикса. В случае использования защитного интервала в виде нулей из-за влияния многолучевого распространения

в сигнале могут возникать помехи между разными поднесущими из-за рассинхронизации фазы сигнала.

При использовании циклического префикса защитный интервал состоит из дублирования окончания OFDM сигнала в его начало (см. рисунок 1.7). В данном случае сохраняется ортогональность между поднесущими и влияние межсимвольной интерференции будет ограничено защитным интервалом (при условии, что длительность многолучевого распространение меньше длины защитного интервала), поэтому оно не повлияет на качество последующей обработки OFDM (см. рисунок 3.18).

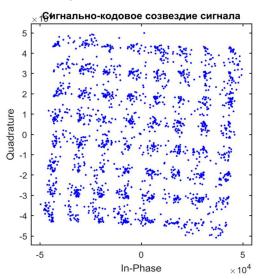


Рисунок 3.18 — Сигнально-кодовое созвездие при наличии многолучевости На рисунке 3.19 показана зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум при QAM-64 модуляции и длине символа 2048 отсчетов.

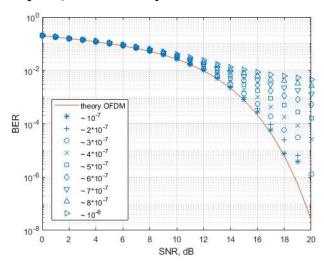


Рисунок 3.19 — Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум при наличии многолучевого распространения сигнала

В результате так же, как и в других случаях, многолучевость приводит к ухудшению характеристик сигнала и невозможности правильного приема данных.

3.2.3 Исследование защитного интервала в сигнале

В пункте 3.2.2. были рассмотрены проблемы, связанные с наличием многолучевого распространения OFDM и SUB-OFDM сигналов. Основным мешающим эффектом является наличие межсимвольной интерференции, увеличение которой приводит к уменьшению скорости передачи данных и потере информации. Чем выше предполагается скорость передачи данных, тем меньше длительность передаваемого символа, тем больше влияние межсимвольной интерференции оказывает негативные последствия.

Наличие защитного интервала позволяет передавать информацию без значительных искажений и потери данных. Условно защитный интервал и эффект многолучевости показаны на рисунке 3.20.

Пока задержка при распространении не будет больше, чем защитный интервал, получение данных из OFDM-сигнала возможно с требуемым качеством.

Длительность защитного интервала в системе DVB-T составляет 1/4, 1/8, 1/16 или 1/32 от длительности символа и, соответственно, равна 56, 28, 14 и 7 мксек, при условии, что используется 2048 поднесущих частот и 224, 12, 56 и 28 мксек при 8192 поднесущих.

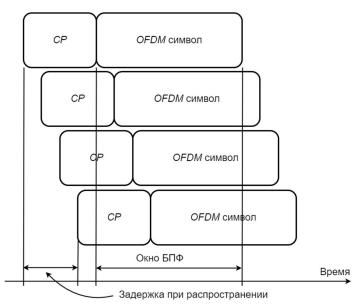


Рисунок 3.20 — Применение защитного интервала в OFDM-сигнале

В результате были исследованы три вида защитного интервала при наличии многолучевого распространения сигнала:

- защитный интервал в виде вставки нулей в начало символа;
- защитный интервал в виде циклического префикса;
- защитный интервал в виде переходных процессов при фильтрации.

Исследовались различные варианты перекрытия и различные количества сигналов на приемной стороне. В результате на рисунке 3.21 показана элементарная часть OFDM-сигнала (т.е. одна поднесущая), полученная на приемной стороне с разными защитными интервалами.

В результате полученных исследований можно сделать вывод, что использование циклического префикса в качестве защитного интервала позволяет устранить негативные эффекты многолучевого распространения и для выравнивания сигнала не требуется построение сложных систем эквалайзинга принимаемых сигналов.

Как показано на рисунке 3.21 (б), добавление нулевых отсчетов в начале символа, при большой длительности задержки при распространении копий сигнала не позволяет сохранить ортогональность между поднесущими частотами, и как следствие невозможен качественный прием данных.

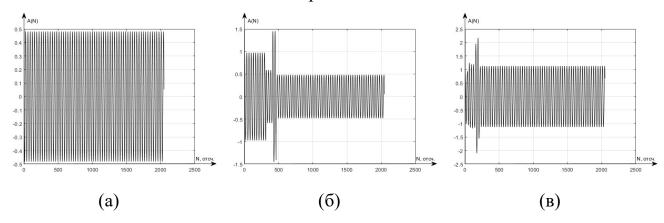


Рисунок 3.21 — Временная область сигнала на приемной стороне при защитном интервале вида циклический префикс(а), добавление нулевых отсчетов (б) и переходных процессов при фильтрации (в)

Защитный интервал в качестве переходного процесса после фильтрации (см. рисунок 3.21 (в)) можно сказать является компромиссным вариантом между первыми двумя вариантами.

Так как в широкополосных системах передачи данных в любом случае используется эквалайзинг принимаемых сигналов, на рисунке 3.22 показан сигнал с защитным интервалом с нулевыми отсчетами.

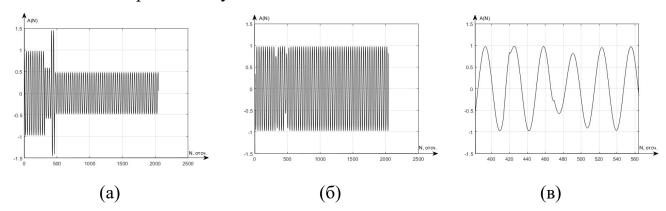


Рисунок 3.22 — Временная область сигнала на приемной стороне при защитном интервале с добавлением нулевых отсчетов: до эквалайзера(а), после эквалайзера(б) и увеличенном виде в местах провалов амплитуды(в)

Как можно заметить из рисунка 3.22 использование эквалайзера улучшило ситуацию во временной области, однако в частотной области сигнал остается непригоден для восстановления информации (см. рисунок 3.23).

Из рисунка видно, что эквалайзер восстановил сигнал в исходное состояние, однако при увеличении рисунка 3.23 (б) можно заметить неравномерности в боковых лепестках сигнала, что приводит к нарушению ортогональности сигнала и изменение его амплитуды (см. рисунок 3.24).

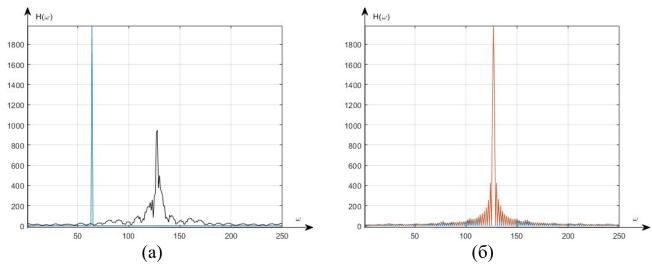


Рисунок 3.23 — Частотная область сигнала на приемной стороне при защитном интервале с добавление нулевых отсчетов: до эквалайзера(а), после эквалайзера на увеличенной частоте дискретизации(б)

В результате восстановление сигнала без ошибок по-прежнему невозможно, либо необходимо использовать более сложные алгоритмы эквалайзинга, что только усложнит систему.

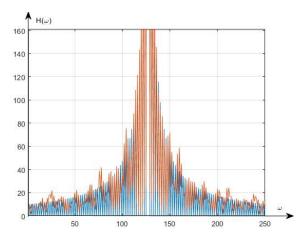


Рисунок 3.24 — Сигнал в частотной области с защитным интервалом в виде нулей (после эквалайзера, увеличенный масштаб)

Если точно такие же операции провести над сигналом с защитным интервалом в виде переходных процессов после фильтрации, то получится результат во временной области, показанный на рисунке 3.25.

На рисунке 3.25 красным цветом показан сигнал до эквазайзинга, а черным – после.

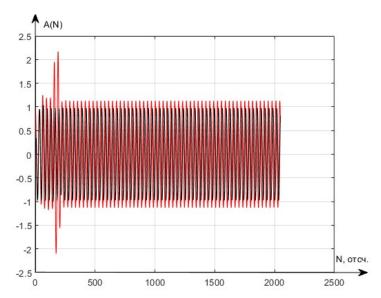


Рисунок 3.25 — Сигнал во временной области с защитным интервалом в виде переходных процессов после фильтрации

Как можно заметить по рисунку, в сигнале отсутствуют какие-либо искажения в амплитуде сигнала, в результате чего сохраняется ортогональность сигналов. На рисунке 3.26 показаны сигналы в частотной области до и после эквалайзинга.

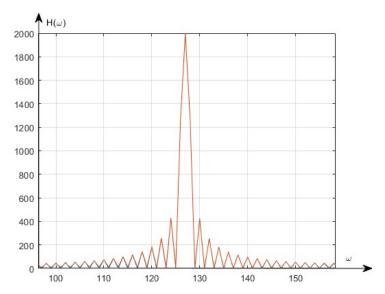


Рисунок 3.26 — Сигнал в частотной области с защитным интервалом в виде переходных процессов после фильтрации

Как можно заметить, что сигналы, показанные на рисунке 3.26 практически идентичны, что подтверждает тот факт, что ортогональность сигналов остается неизменной.

3.2.4 Проблемы, вызываемые затуханиями в канале связи

Как показано на рисунке 3.27, наличие замираний в SUB-OFDM сигналах приводит к потере данных в пределах одного символа.

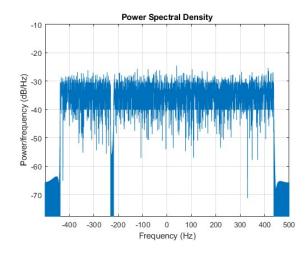


Рисунок 3.27 — Спектральная плотность мощности сигнала при наличии в канале связи частотно-селективных замираний

Исследование быстрых затуханий в канале связи показано на рисунках 3.28 и 3.29. Как видно из рисунков, система на основе OFDM проигрывает по качеству SUB-OFDM. Так как система на основе SUB-OFDM является более гибкой, то при наличии анализатора канала связи можно убрать «плохой» частотный диапазон из OFDM-сигнала, тем самым передавая и восстанавливая сигнал без каких-либо искажений.

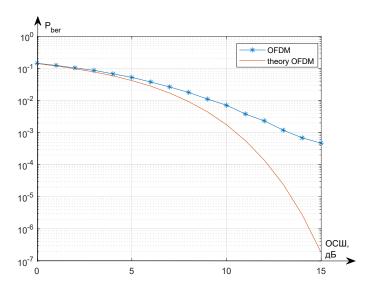


Рисунок 3.28 — Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум при затуханиях в канале связи для системы на основе OFDM Как показано на рисунке 3.29, система на основе в SUB-OFDM при правильной настройке субполос позволяет передавать информацию без потерь.

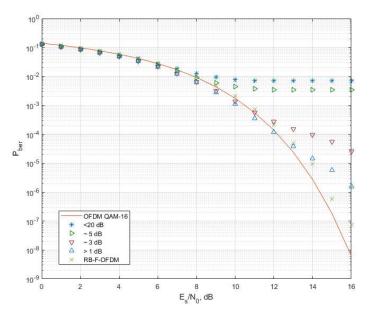


Рисунок 3.29 — Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум при затуханиях в канале связи для OFDM и SUB-OFDM

Стоит отметить то, что системы на основе OFDM, также могут отключить диапазон частот с участком, где проявляются замирания сигнала, однако для нахождения данного диапазона частот потребуется значительно больше времени, так как поиск данного диапазона будет осуществляться с помощью скользящих пилот-сигналов. В технологии на основе SUB-OFDM поиск такого участка осуществляется быстрее, так как можно контролировать качество передачи в рамках одного субканала.

3.2.5 Исследование межсимвольных искажений

При исследовании межсимвольных искажений в технологии SUB-OFDM полученные выводы могут быть также применены для межканальных искажений.

Наличие межсимвольных искажений приводит к нарушению ортогональности между поднесущими и тем самым к увеличению количества ошибок в информации, получаемой на приемной стороне. Для борьбы с межсимвольными искажениями использование эквалайзера является не самым эффективным способом устранения данной проблемы, так как практическая реализация такого устройства является не тривиальной задачей.

Основным подходом, для устранения межсимвольной интерференции в системах на основе OFDM, является использование защитных интервалов. Примерный вид структуры такого сигнала показан на рисунке 3.30.

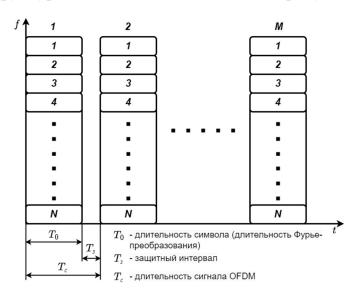


Рисунок 3.30 — Структура OFDM сигнала по времени и частоте

На первый взгляд, реализация такого подхода приводит к мысли, что наличие защитных интервалов приводит к нарушению ортогональности OFDM сигналов. Однако, как показали исследования в пункте 3.2.4 это не совсем так. В действительности если ортогональный частотный диапазон в системе составлял Δf = 1116 Гц (DVB-T, 8K), то после разделения всей длительности OFDM-сигнала (1120 мкс) на полезную часть (896 мкс) и защитный интервал (224 мкс), в соответствие с рисунком 3.30 необходимо выбрать диапазон в пределах T_0 (т.е. максимальной длительностью не более 896 мкс), так как за пределами интервала $[-T_3; T_c - T_3]$ соотношение ортогональности перестает выполняться.

Ортогональность сигналов сохраняется в том случае если в качестве защитного интервала используются либо циклический префикс, либо переходные процессы после фильтрации.

Использование банка фильтров позволяет передавать сигналы, которые могут быть не ортогональными в разных полосах пропускания (т.е. в разных субполосах), однако в рамках одной субполосы ортогональность должна сохраняться.

В результате были промоделированы OFDM сигналы при наличии неортогональности в рамках нескольких символов. Показанные на рисунке 3.31 поднесущие OFDM-сигнала на повышенной частоте дискретизации ортогональны друг другу. Однако если допустить, что ортогональность одной поднесущей (например, выделенной красным цветом) будет нарушена, то будут возникать искажения и неправильный прием данных.

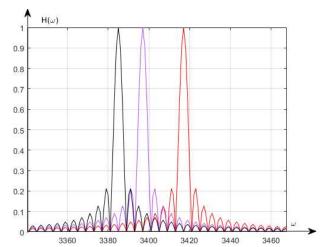


Рисунок 3.31 — Сигналы в частотной области при отсутствии неортогональности в канале связи

В результате зависимость вероятности битовой ошибки от мощности сигнала при наличии неортогональности в канале данных показана на рисунке 3.32.

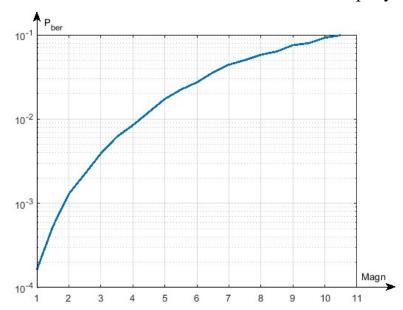


Рисунок 3.32 — Зависимость вероятности битовой ошибки от мощности сигнала при наличии неортогональности в канале связи

3.3 Исследование работоспособности систем при влиянии эффекта Доплера

Для проверки работоспособности системы в полученной ранее имитационной модели был заменен канал передачи информации. В простейшем случае канал с эффектом Доплера проявляется в виде двух явлений, это Доплеровское смещение несущей частоты и Доплеровское расширение спектра.

Было выполнено моделирование влияния эффекта Доплера для технологии OFDM и SUB-OFDM на примере стандарта цифрового телевидения DVB-T. Для проведения исследований частота дискретизации равна $F_d = 64/7*10^6$ (в соответствие со стандартом DVB-T) и тип модуляции QAM-64 [5]. Моделирование доплеровского сдвига проводилось на сигнале длительностью 2048 и уходом частоты на 200 Γ ц.

Как видно из рисунка 3.33, смещение частоты несущей, вызванное эффектом Доплера, приводит к повороту сигнально-кодового созвездия передаваемого сигнала. Данная ситуация аналогична, что для OFDM-сигнала, что для SUB-

OFDM-сигналов. В результате ошибки демодуляции сигнала увеличиваются, что приводит к потере информации.

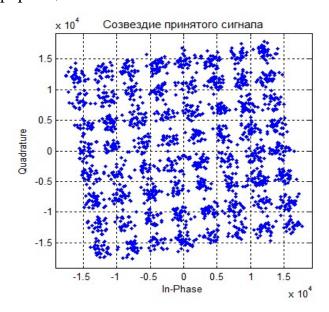


Рисунок 3.33 — Сигнально-кодовое созвездие принятого сигнала при наличии доплеровского сдвига в 200 Гц

Для исследования влияния эффекта Доплера на OFDM сигнал, рассмотрим сигналы различной длительности, как показано на рисунке 3.34. Оценка эффективности работы OFDM в зависимости от эффекта Доплера производилась как побитное сравнение исходного и принятого сообщения. Из рисунка 3.34 можно сделать вывод, чем больше длина сигнала, тем больше влияние эффекта Доплера [66].

В статьях [66 - 68] рассмотрены возникающие проблемы при наличии эффекта Доплера, приводящего к расширению спектра, и нелинейностях в канале связи. Математическое описание влияния эффекта Доплера можно представить как:

$$f_d = f_0 \frac{\vartheta}{c} cos\theta$$

где, f_0 - частота передаваемого сигнала, ϑ - скорость относительно приемника, θ - угол между направлением на приемник и вектором скорости в системе.

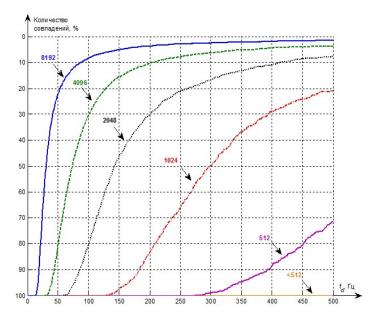


Рисунок 3.34 — Количество ошибок демодуляции OFDM сигнала различной длительности при наличии доплеровского смещения частоты

В статье [68] было показано, как эффект Доплера влияет на OFDM-сигнал различной длительности. Исходя из этого, был сделан вывод, что чем больше длина передаваемого сигнала, тем больше величина искажений на приемной стороне. Например, при длине OFDM-сигнала 8192 символов значительные искажения появляются при уходе частоты в 100 Гц относительно истинного значения. А при длине OFDM-сигнала, равной 1024, значительные искажения получается только при 500 Гц. Соответственно, чем меньше размер OFDM-сигнала, тем меньше он подвергнут искажениям.

Также для различной длительности OFDM-сигнала были получены зависимости вероятности ошибки от величины Доплеровского смещения частоты, показанные на рисунке 3.35.

Предположим, что мы работаем по стандарту DVB-Т в режиме 8K, тогда разнос между крайними несущими в символе OFDM будет 7,6 МГц [5]. Несущую частоту выберем равной 594 МГц. На основе этих данных, рассчитаем разнос по частоте между крайними несущими (эффект Доплера показан на рисунке 3.36):

$$f_{d1} = 594 \cdot 10^6 \, \Gamma \text{ц} \frac{28 \,\text{м/c}}{3 \cdot 10^8 \,\text{м/c}} = 55,44 \, \Gamma \text{ц}$$

$$f_{d2} = (594 + 7,6) \cdot 10^6 \, \Gamma \text{ц} \frac{28 \,\text{м/c}}{3 \cdot 10^8 \,\text{м/c}} = 56,15 \, \Gamma \text{ц}$$

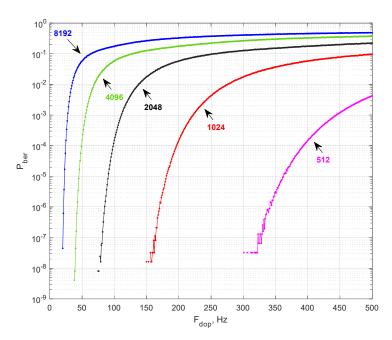


Рисунок 3.35 — Зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ при использовании OFDM-сигнала

Из рассчитанных значений можно сделать вывод, что при скорости движения около 100 км/ч эффект Доплера сводится к сдвигу несущей частоты на величину значительно меньшую, чем расстояние между соседними несущими символа ОFDM, и в OFDM-символе не будет существенных искажений информации (см. рисунок 3.36). Моделирование, проведенное в [68], подтверждает данное утверждение.

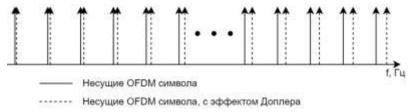


Рисунок 3.36 – Влияние эффекта Доплера на несущие OFDM сигнала

Стоит отметить, что как система связи с OFDM, так и с SUB-OFDM примерно одинаково работают в условиях AWGN и эффекте Доплера. В этих случаях нет необходимости использовать систему с SUB-OFDM из-за сложности реализации банка цифровых фильтров.

Как можно заметить из зависимости вероятности и количества ошибок (см. рисунки 3.34 и 3.35) воздействие эффекта Доплера на беспроводные системы передачи данных, при уходе частоты несущего колебания менее 1,5% от значения частотного интервала между поднесущими SUB-OFDM-сигнала, не приводит к

искажениям сигнала, и может рассматриваться как линейное смещение несущей частоты SUB-OFDM-сигнала.

В таблице 3.2 показаны значения, при которых эффект Доплера не оказывает влияния на SUB-OFDM-сигнал при условии частотного разброса между несущими в соответствие со стандартом DVB-T.

Таблица 3.2 – Граничная частота отсутствия искажений при наличии эффекта Доплера

	Длина SUB-OFDM-сигнала						
	8192	4096	2048	1024	512		
Δf, Гц	1116	2232	4464	8928	17856		
f, Гц	20	30	70	140	-		
Процентное соотношение	1.7 %	1.3 %	1.5 %	1.5 %	-		

3.4 Проверка обратной совместимости систем OFDM и SUB-OFDM

Для верификации и проверки обратной совместимости была взята модель из [69] в программном инструментарии, обеспечивающим основные функции цифровой обработки сигналов GNU Radio. Программное обеспечение GNU Radio представляет собой графический инструмент, который позволяет создавать блоксхемы сигналов и прототипы цифровых устройств. Данное программное обеспечение похоже на Simulink из пакета прикладных программ MATLAB, т.е. для создания модульного имитационного и наглядного моделирования. Программное обеспечение GNU Radio широко используется энтузиастами цифровой обработки сигналов, академическими учреждениями и коммерческими организациями для исследования и создания систем беспроводной связи и передачи данных. С модели [69] были сняты сигналы со входа (т.е. был получен битовый поток данных) и после формирования OFDM сигнала (см. рисунок 3.37).

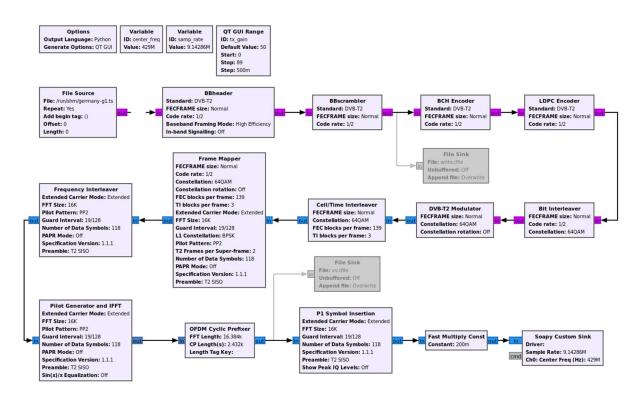


Рисунок 3.37 – Схема построения модулятора системы DVB-T2 в программе GNU Radio

Данные сигналы были обработаны с помощью реализованной ранее имитационной модели в среде моделирования GNU Octave.

Стоит также отметить, что в имитационной модели за основу были взяты параметры систем DVB-T/T2. В результате проведенных исследований можно утверждать то, что системы на основе OFDM и банка фильтров могут принимать сигналы OFDM, построенные по классическому принципу, без ухудшения качества приема данных.

3.5 Проверка работоспособности технологии OFDM при движении

Для того, чтобы можно утверждать, что эффект Доплера не оказывает существенного влияния на OFDM сигнал при движении, необходимо создать некоторый мобильный стенд для проверки данной гипотезы.

Для проверки работоспособности системы в условиях движения объекта был собран стенд, показанный на рисунке 3.38.



Рисунок 3.38 — Стенд для тестирования работоспособности системы при движении

Как можно заметить по рисунку 3.38, стенд состоит из следующих элементов:

- тюнера для приема DVB-T/T2 сигналов;
- внешней антенны;
- смартфона, под управлением операционной системы Android;
- программного обеспечения для просмотра телеканалов.

Как показано на рисунках 3.39–3.42, данный стенд был протестирован при различных значениях скорости движения. Так вначале эксперимента скорость составляла 0 км/ч, а затем постепенно увеличивалась на 20 км/ч.

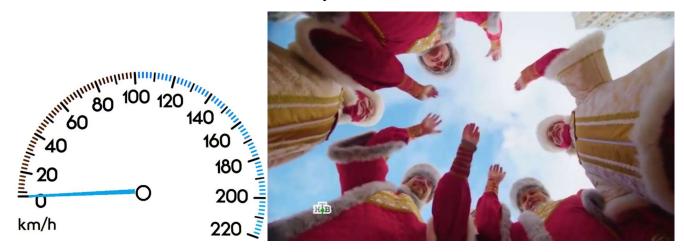


Рисунок 3.39 – Качество принимаемого сигнала при скорости движения 0 км/ч

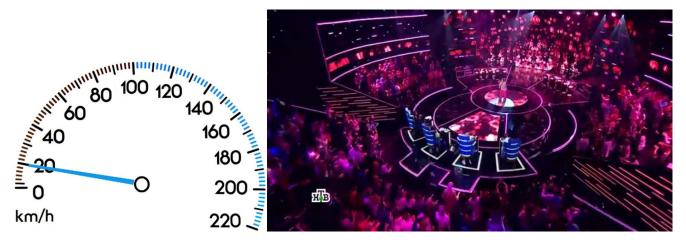


Рисунок 3.40 – Качество принимаемого сигнала при скорости движения 20 км/ч

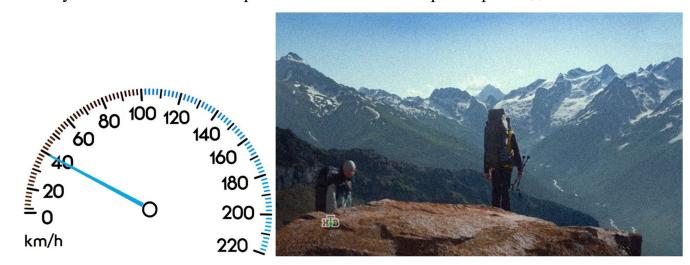


Рисунок 3.41 – Качество принимаемого сигнала при скорости движения 40 км/ч

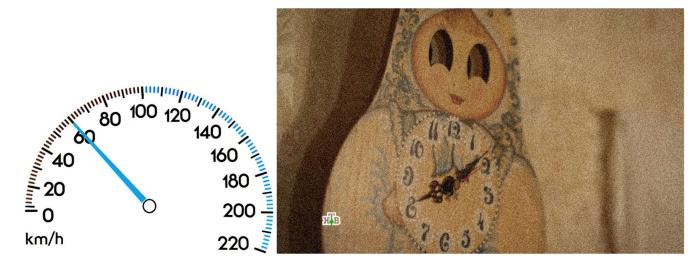


Рисунок 3.42 – Качество принимаемого сигнала при скорости движения 60 км/ч

В результате можно сказать, что эффект Доплера оказывается значительное влияние на OFDM-сигнал только при больших значениях скорости, а при достаточно малых значениях практически не заметен. В результате можно с уверенностью говорить, что вывод, сделанный в пункте 3.3 верный.

3.6 Оценка эффективности использования технологии SUB-OFDM

Из пункта 3.3 можно сделать выводы, что технология SUB-OFDM работает так же, как и технология OFDM при моделировании простых различных мешающих воздействий [59, 60]. Требуется дальнейшее исследование работоспособности и эффективности технологии при более сложных мешающих воздействиях. Применение технологии SUB-OFDM позволяет в значительной степени подавить внеполосное излучение, межканальные интерференции и повысить эффективность передачи данных за счет значительного уменьшения защитного интервала. Применение данной технологии позволяет в разрабатываемой системе гибко использовать частотный ресурс. Благодаря набору цифровых полосовых фильтров возможна передача в несмежных субполосах.

Спектральную эффективность систем на основе OFDM, как правило, определяют по используемым методам модуляции.

Спектральную эффективность различных видов модуляции можно оценивать некоторой удельной скоростью передачи U, бит/с/ Γ ц (выражение (3.3)):

$$U = {R_b}/{W} = {\log_2 M}/{WT_c} = {1}/{WT_b}$$
 (3.3)

где W - полоса частот, используемая для передачи сигналов с выбранным видом модуляции.

Таким образом, чем меньшее значение принимает WT_b , тем будет выше спектральная эффективность рассматриваемого вида модуляции и широкополосной системы передачи данных.

В данном случае увеличение спектральной эффективности может происходить за счет уменьшения расстояния между поднесущими, либо за счет уменьшения длительности защитных интервалов в зависимости от окружающей обстановки.

Однако использование фильтрации в соседних субканалах может позволить делать перестановку сигналов таким образом, чтобы передавать сигналы в более уплотненном масштабе. Т.е. за счет использования достаточно прямоугольных АЧХ фильтра на границах сигнала можно передавать на несколько поднесущих больше.

3.7 Выводы

В данной главе была рассмотрена технология SUB-OFDM (формирование группового сигнала на основе узких субполос). Проведено исследование и моделирование технологии субполосной передачи данных. Применение технологии подразумевает уменьшение (или отсутствие) защитного интервала и упрощение системы синхронизации. Однако вместе с тем возрастают требования и затраты на формирование цифрового фильтра. Как показали исследования, технология SUB-OFDM ведет себя похожим образом, как и технология OFDM, при этом использование SUB-OFDM позволяет адаптивно менять скорость передачи данных, гибко подстраиваться под доступный частотный диапазон и уменьшить внеполосное излучение.

4 ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ РАЗРАБОТАННЫХ МЕТОДОВ И АЛГОРИТМОВ ТЕХНОЛОГИИ СУБПОЛОСНОГО ОРТОГОНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И БАНКА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ МОС НА FPGA

4.1 Описание экспериментального стенда

Предполагается, что экспериментальный стенд будет реализован на отладочной плате Xilinx Zynq-7000 SoC ZC706 Evaluation Kit. Отладочная плата Zynq 7000 SoC ZC706 (см. рисунок 4.1) включает в себя все основные компоненты аппаратного обеспечения, инструменты для проектирования, стандартную библиотеку IP блоков и эталонные проекты, что позволяет создавать полную встроенную платформу обработки и проекты на базе приемопередатчиков, с возможностью использования высокопроизводительного протокола PCI Express. Входящие в комплект эталонные конструкции и стандартные разъемы ПЛИС (FPGA) позволяют масштабировать и настраивать с помощью стандартных отладчиков.



Рисунок 4.1 – Макет на базе отладочной платы Xilinx Zynq-7000 SoC ZC706 Evaluation Kit

Отладочная плата Xilinx Zynq-7000 SoC ZC706 является универсальным устройством, способным выполнять практически любые современные задачи. Функционал, который заложен в Zynq-7000, включает следующие элементы:

- 1 ГБ памяти DDR3 SODIMM на стороне программируемой логики (PL);
- 1 ГБ компонентной памяти DDR3 на процессорной стороне (PS);
- Две флэш-памяти Quad-SPI (QSPI) объемом 128 Мб;
- Приемопередатчик USB 2.0 ULPI с разъемом micro-USB;

- Защищенный цифровой разъем (SD);
- Интерфейс USB JTAG с разъемом micro-USB;
- Устройства синхронизации:
 - ° Фиксированный генератор LVDS с частотой 200 МГц;
 - ° I2С программируемый генератор LVDS;
 - ° Фиксированный генератор LVCMOS с частотой 33,33 МГц;
- Приемопередатчики GTX:
 - ° PCI Express (четырехполосный);
 - ° Разъем для высокоскоростной передачи данных (SFP+);
 - ° Интерфейс Ethernet PHY RGMII;
- Mocт USB-to-UART с разъемом mini-USB;
- Кодек HDMI с разъемом HDMI;
- Двойной 12-разрядный аналого-цифровой интерфейс ХАОС [70].

Системы на основе Zynq сочетают в себе одно или несколько ядер ARM Cortex-A9 (ARM v7). Однако в рамках данной работы реализация алгоритмов МОС проводится на программируемой логике (а именно на ПЛИС Artix-7 FPGA XC7A200T-2FBG676C, см. рисунок 4.2).

ПЛИС Artix-7 Серия считается новым поколением кристаллов программируемой логикой, производимые по технологии 28 нм. В данной ПЛИС применяется масштабируемая единая топология логических аппаратных блоков, специализированных В которых состав входят конфигурируемые логические блоки CLB (являются основным элементом кристалла), блочная память Block RAM, блоки цифровой обработки сигналов DSP48E1, последовательные высокоскоростные приемопередатчики, комбинированные управления синхронизацией MMCM, модули модули интерфейса PCI Express и блоки ввода/вывода.

Немаловажным ресурсом для любой ПЛИС является блочная память. В Artix-7 каждый модуль памяти является двухпортовой блочной памятью емкостью 36 кбит, которая может использоваться как две независимые блочные памяти емкостью 18 кбит каждая.

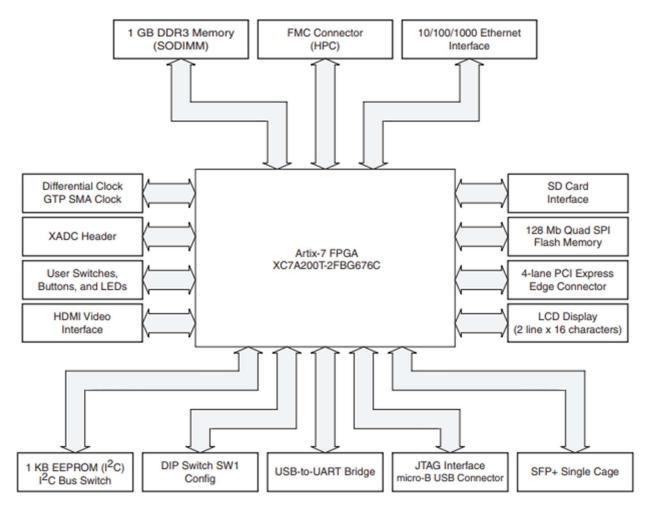


Рисунок 4.2 – ПЛИС Artix-7 FPGA XC7A200T-2FBG676С и подключенная к ней периферия

Кристаллы программируемой логики серии Artix-7 характеризуются среди ПЛИС нового поколения наименьшими значениями потребляемой мощности и низкой стоимостью, поэтому ориентированы на применение в составе серийно выпускаемой аппаратуры [71].

Поэтому, можно отметить, что ПЛИС серии Artix-7 является сбалансированным решением для разработки, которая обладает лучшими показателями (если сравнивать по технологии 28 нм) производительности на ватт, оптимальным количеством приемопередатчиков, ячеек блочной памяти и количеством IP-блоков DSP ядер. Благодаря возможности реализации со-процессора MicroBlaze и работы с памятью DDR3 это устройство может использоваться для решения широкого круга задач, где необходимо учитывать как стоимость, так и энергопотребление. Это могут быть такие задачи, как программно-определяемое радио, машинное зрение, недорогие беспроводные устройства и т.д.

4.2 Вычислительная сложность разрабатываемых алгоритмов

Предполагается, что на ПЛИС будут реализованы такие алгоритмы, как передатчик и приемник SUB-OFDM. Соответственно, прежде чем приступать к реализации данных алгоритмов необходимо оценить их вычислительную сложность.

Передатчик SUB-OFDM (см. рисунок 3.8) состоит из расчета L-точечного БПФ, добавления защитного интервала, повышения частоты дискретизации, фильтрации и переноса на несущую частоту.

Если количество обрабатываемых L данных с помощью БПФ кратно степени двойки, то количество итераций сводится к $\log_2 L$, поэтому общее количество вычислительных операций (комплексных умножений и сложений) можно записать как $L\log_2 L$. Для выполнения одной базовой операции БПФ необходимо выполнить 1 комплексное умножение и 2 комплексных сложения, т.е. необходимо выполнить 4 умножения и 4 сложения с действительными числами. Операции умножения и сложения на ПЛИС являются простыми и не требуют больших ресурсов. Однако, для хранения входных и выходных данных нужна память данных размером 2 х [R] х [R] где [R] – это ближайшее большее число к степени 2 для числа [R] разрядность входных/выходных чисел.

Также предполагается, что если $R \neq L$ (т.е., L не равно степени двойки), то для упрощения и возможности применения алгоритма БПФ входной сигнал дополняется необходимым количеством нулей. Однако, с точки зрения результата, такой подход вносит некоторые искажения. Поэтому для устранения данного эффекта в выходном сигнале, как правило, применяется оконная функция.

Вычислительная сложность на добавление защитного интервала в зависимости от способа реализации может состоять в добавлении линии задержки и непосредственно добавлении в этот момент защитного интервала либо наличием дополнительного блока памяти, в который будет записываться защитный интервал и сам сигнал. Применение линии задержки или памяти зависит от способа реализации добавления защитного интервала, последовательного или параллельного, соответственно. Выбор между последовательной или параллельной

структурой является компромиссом между экономией ресурсов и увеличением пропускной способности передатчика.

Так же, как и в предыдущем алгоритме вычислительная сложность реализации повышения частоты дискретизации зависит от последовательной или параллельной реализации. В первом случае необходимо организовывать буфер FIFO (FIFO – First Input First Output) на всю длину сигнала R, в другом же случае необходимо будет изменить порядок считывания данных и добавление в некоторые моменты нулевых отсчетов (для повышения частоты дискретизации).

Фильтрация выполнена на основе КИХ-фильтра, поэтому оценка вычислительной сложности сводится к реализации формулы свертки (см. выражение (4.1)).

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(n) \cdot h(n-k), \tag{4.1}$$

где y(n) – выходной сигнал КИХ-фильтра, x(n) – входной сигнал и h(n) является импульсной характеристикой фильтра.

Расчет коэффициентов передаточной функции КИХ-фильтра сводится к расчету импульсной характеристики h(n).

Сложность КИХ-фильтра определяется длиной его импульсной характеристики, т.к. несмотря на то, что она всегда имеет определенное количество значений, для обеспечения высокой узкополосности и прямоугольности это значение может оказаться достаточно большим.

Соответственно, из выражения (4.1) следует, что для получения одного выходного значения сигнала требуется выполнить N операций умножений и столько же сложений (см. выражение (4.2)).

$$T = mult \times N + add \times N, \tag{4.2}$$

где T — требуемое количество операций для получения одного значения выходного сигнала, mult — количество операций умножений, add — количество сложений и N — длительность импульсной характеристики фильтра.

Для уменьшения вычислительных ресурсов на операцию умножения возможна замена на операцию арифметического сдвига (что практически не требует

вычислительных ресурсов на ПЛИС по сравнению с операцией умножения). Данная экономия по большей степени связана с тем, что операции сложения, умножения и сдвига выполняются за разное количество тактов (если не прибегать к помощи встроенных IP-блоков на ПЛИС).

Последняя операция, которую нужно оценить, это перенос сигнала на несущую частоту. В данном случае также возможно применение как последовательной, так и параллельной архитектуры. Все зависит от требуемой пропускной способности на выходе. Однако в данном случае уже практически не получится обойтись без стандартных IP-блоков для умножения сигналов. Вычислительная сложность в данной операции это L комплексных умножений, что приводит к 4 операциям умножения, 2 операциям сложения и 1 вычитанию с действительными числами (см. выражение (4.3)).

$$P = 4 \times mult + 2 \times add + sub \tag{4.3}$$

Приемник SUB-OFDM, показанный на рисунке 3.9, состоит из точно таких же операций, что и передатчик. Поэтому оценивать вычислительную сложность отдельно не имеет смысла.

В данной пункте достаточно поверхностно была оценена вычислительная сложность передатчика и приемника SUB-OFDM. Однако можно сказать, что основные затраты приходятся на реализацию БПФ и фильтрацию. Пренебрегая вычислительной сложностью таких блоков, как добавление защитного интервала и повышение частоты дискретизации, можно записать итоговую сложность (см. выражение (4.4)).

$$VS = 2 \cdot (L \log_2 L + L \cdot T + L \cdot P), \tag{4.4}$$

где VS — результирующая вычислительная сложность на реализацию передатчика и приемника SUB -OFDM, L — количество обрабатываемых данных, T — количество операций необходимое для реализации КИХ-фильтра, а P — количество операций для реализации переноса на несущую частоту.

В следующих пунктах будет рассмотрена более подробно реализация рассматриваемых алгоритмов на ПЛИС с непосредственной привязкой к аппаратной реализации.

4.3 Верификационная модель. Возможные варианты разработки цифровых устройств на ПЛИС

Прежде чем приступать к реализации на ПЛИС, необходимо подготовить верификационную модель, которая реализована на языке программирования МАТLAB в свободной программной системе для математических вычислений GNU Octave в фиксированной точке (см. Приложение А). Верификационная модель состоит из блоков, показанные на рисунке 4.3.



Рисунок 4.3 — Верификационная модель для проверки работоспособности модуля на ПЛИС

Верификационная модель состоит из передатчика, канала связи и приемника. На рисунке 4.4 показаны зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ при работе в канале с AWGN.

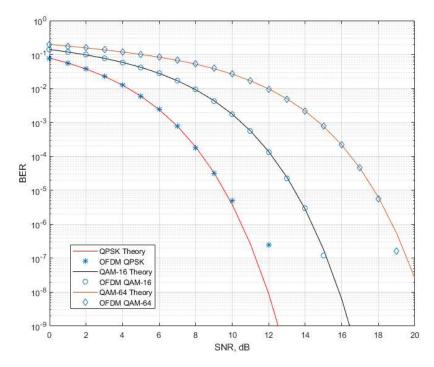


Рисунок 4.4 – Зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ

На основе рисунка 4.4 можно утверждать, что результаты, получаемые в модели, являются достоверными, и разработанная модель берется за эталонные при реализации на ПЛИС.

В настоящее время существует достаточно много подходов для программирования на ПЛИС:

- базовый подход с помощью основных языков описания аппаратуры (VHDL,
 Verilog);
- создание проекта на ПЛИС с помощью IP-блоков (использование в виде блоксхем или непосредственно в языке описания аппаратуры);
 - разработка на системном уровне с помощью System Generator MATLAB;
- создание цифровых устройств с применением языков высокого уровня с помощью Vivado HLS (High Level Synthesis).

В диссертационной работе используются первые два способа создания цифровых устройств на ПЛИС, а именно использование языка описания аппаратуры Verilog совместно с IP-блоками из стандартной библиотеки программного пакета Vivado Design Suite от компании Xilinx.

В рамках данной работы не будут затронуты вопросы, касательно разработки цифровых устройств с помощью System Generator и Vivado HLS. Однако использование System Generator может быть полезно в том случае, когда нужно быстро проверить работоспособность устройства и визуально (с помощью средств МАТLAB) посмотреть его работу. Использование System Generator и всех возможностей МАТLAB позволяет проводить достаточно серьезные испытания и имитации различных событий для уже разработанных цифровых устройств.

Использование Vivado HLS позволяет разработчику не вникать в изучение языков описания аппаратуры, а создавать цифровые устройства с помощью языков высокого уровня, например С, С++, SystemC. Целью данного подхода является упрощение процесса проектирования на ПЛИС, так как разработчику требуются по большей части только навыки программирования на языках высокого уровня. Однако попытки внедрения таких языков программирования продолжаются уже на протяжении последнего десятилетия.

Для реализации передатчика и приемника технологии SUB-OFDM на ПЛИС необходимо определиться с используемой архитектурой (последовательной или параллельной), а также с типом используемой арифметики (с плавающей или фиксированной точкой). В данном случае будет реализована арифметика с фиксированной точкой и последовательно-параллельная архитектура.

4.4 Реализация алгоритма передатчика SUB-OFDM

Как было отмечено в пункте выше основными блоками, которые входят в состав передатчика, являются блок БПФ, фильтрации и переноса на несущую частоту.

Блок БПФ реализован с помощью IP ядра, которое способно вычислять N-точечное прямое ДПФ или обратное ДПФ (ОДПФ), где N должно быть равно степени 2^m , где m=3-16. Для входных данных с фиксированной точкой входные данные представляют собой вектор из N комплексных значений. При использовании данного блока накладываются некоторые ограничения на входной диапазон значений, который должен находиться от 8 до 34 бит включительно. Точно так же ограничения затрагивают и количество бит в значениях фазовых коэффициентов, которые также должны находиться в диапазоне от 8 до 34 битов. Для входных данных с плавающей точкой входные данные представляют собой вектор из N комплексных значений, представленных в виде двойных 32-разрядных чисел. Весь объем данных хранится на кристалле с использованием либо блочной, либо распределенной памяти. Выходной вектор представлен в виде бит из вещественной и мнимой компонент выходных данных, которые могут быть представлены либо в прямом, либо в обратном порядке следования бит.

В зависимости от конкретной реализации на ПЛИС занимаемые ресурсы на блок БПФ показаны в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Занимаемые ресурсы ІР-ядром блока БПФ

Размерность блока БПФ	Количество занимаемые LUT ячеек	Количество занимаемые регистров	Количество используемых ячеек блочной памяти	Количество используемых DSP ядер
2048	2356	4637	3	52
1024	1847	3939	2.5	40

Продолжение таблицы 4.1

512	1574	3513	2.5	38
256	1297	2911	2.5	30
128	1270	2520	0	28
64	1036	1864	0	24
32	822	1629	0	18

Блок фильтрации так же, как и блок БПФ используется в виде IP ядра. В интегрированной среде проектирования IDE Vivado можно реализовать большое количество типов фильтров: односкоростные, многофазные, фильтры-дециматоры и интерполяторы, а также полуполосные и др. Использование данного IP ядра в основном используется для создания эффективных по площади реализаций фильтров на ПЛИС. Стоит отметить, что внутри IP ядра используется достаточно большая разрядность переменных для устранения ситуации, когда регистры с аккумуляторами будут переполняться.

Классическая версия КИХ-фильтра, используемая в данном случае, вычисляется с помощью формулы свертки (см. выражение (4.1)).

Упрощенная реализация КИХ-фильтра с помощью IP ядра показана на рисунке 4.5.

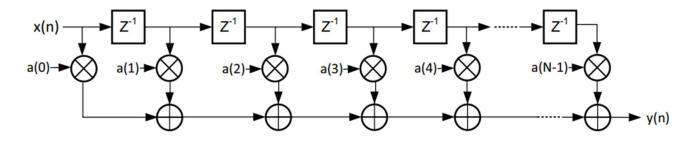


Рисунок 4.5 – Аппаратная реализация КИХ-фильтра

Основными элементами фильтра получаются: линия задержки, умножители и сумматоры.

Как показало моделирование системы на верификационной модели, самым важным блоком является фильтрация. Так как от качества фильтра зависят такие параметры, как уровень межканальной и межсубканальной интерференции.

В таблице 4.2 приведены занимаемые ресурсы для нескольких значений порядков фильтра.

Таблица 4.2 – Занимаемые ресурсы IP-ядром блока КИХ-фильтра

Порядок фильтра	Количество занимаемые LUT ячеек	Количество занимаемые регистров	Количество используемых ячеек блочной памяти	Количество используемых DSP ядер
512	57064	31228	0	515
256	17956	15599	0	259
128	6450	7855	0	131

Приведенные в таблице 4.2 результаты показаны для одиночного КИХ-фильтра. Технология SUB-OFDM подразумевает, что сигнал с каждого субканала обрабатывается не индивидуальным КИХ-фильтром, а банком фильтров, построенным по пирамидальной структуре. В таблице 4.3 приведены занимаемые ресурсы для реализации банка фильтров.

Таблица 4.3 – Занимаемые ресурсы банком фильтров

Количество каналов обработки	Количество занимаемые LUT ячеек	Количество занимаемые регистров	Количество используемых ячеек блочной памяти	Количество используемых DSP ядер
4	8232	14857	3	256
16	16252	29587	3	128
64	34264	47778	3	32

При сравнении таблиц 4.2 и 4.3 можно заметить, что добавление банка фильтров на основе пирамидальной структуры позволяет многократно уменьшить занимаемые вычислительные ресурсы как по регистрам, так и по LUT ячейкам.

Реализация банка фильтров выполнена на основе комбинирования IP-блоков фильтрации и умножения. Так как банк фильтров содержит гребенчатые и сглаживающие фильтры, то для создания банка фильтров заранее необходимо сформировать все необходимые импульсные характеристики. Синтезированная схема банка фильтров показана на рисунке 4.6.

Последний блок, участвующий в передатчике, это блок переноса на поднесущую частоту. Для реализации данного блока необходимо перемножать

сигнал с выхода банка фильтров на гармоническое колебание. В результате занимаемые ресурсы показаны в таблице 4.4.

Таблица 4.4 – Занимаемые ресурсы банком переноса на несущую частоту

Количество занимаемые LUT ячеек	Количество занимаемые регистров	Количество используемых ячеек блочной памяти	Количество используемых DSP ядер
65	105	1	5

В итоге результирующая схема передатчика SUB-OFDM сигналов после синтезирования на ПЛИС показана на рисунке 4.6.

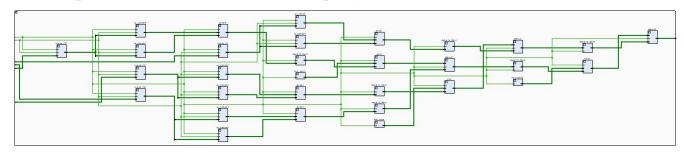


Рисунок 4.6 – Схема передатчика сигналов SUB-OFDM после синтезирования Суммарные занимаемые ресурсы показаны в таблице 4.5.

Таблица 4.5 — Суммарные занимаемые ресурсы передатчиков сигналов SUB-OFDM

Количество каналов обработки	Количество занимаемые LUT ячеек	Количество занимаемые регистров	Количество используемых ячеек блочной памяти	Количество используемых DSP ядер
4	45280	69807	13	357
16	61532	99394	13	229
64	79544	117585	13	133

4.5. Реализация алгоритма приемника SUB-OFDM

Реализация приемника SUB-OFDM сигналов выполняет практически противоположные действия относительно передатчика. На первом этапе необходимо перенести сигнал для каждой субполосы в область нулевых частот. Вторым этапов происходит фильтрация сигнала в области НЧ и понижение частоты дискретизации. На третьем этапе осуществляется демодуляция обрабатываемого сигнала.

На приемной стороне обработка принимаемого сигнала также осуществляется с помощью гребенчатых и сглаживающих фильтров, соединенных между собой с помощью пирамидальной структуры построения банка фильтров.

4.6 Оценка сложности разработанных алгоритмов

При полном синтезе структуры (приемопередатчика) можно увидеть как общий объем занимаемых ресурсов (см. таблицу 4.6), так и пропускную способность разрабатываемого устройства.

Самым сложным блоком при реализации на ПЛИС является банк фильтров. Поэтому при использовании более дешевых и простых устройств необходимо проводить дальнейшие исследования по оптимизации занимаемых ресурсов банка фильтров.

В результате, можно отметить, что вся схема (приемопередатчика) в синтезированном виде занимает следующие ресурсы, показанные в таблице 4.6.

Таблица 4.6 – Занимаемые ресурсы приемопередатчиком SUB-OFDM

Количество занимаемые LUT ячеек	Количество занимаемые регистров	Количество используемых ячеек блочной памяти	Количество используемых DSP ядер
4	95520	142851	28
16	125365	204532	28
64	160880	241758	28

Пропускную способность устройства можно рассчитать по формуле, представленной в выражении (4.5).

$$T = \frac{F \times DL}{CS},\tag{4.5}$$

где T — пропускная способность, DL — длина OFDM-символа и CS — количество тактов, необходимое на расчет одного символа.

Пропускную способность рассчитывалась из того, что на входе поступают 32-х битные данные и размер OFDM-символа равен 2048, а тактовая частота работы ПЛИС составляет 200 МГц.

Поэтому, для того чтобы получить 2048 значений QPSK-символов, необходимо получить 4096 бит. При условии, что на вход передатчика можно подавать 32 бита,

то для получения всего символа необходимо принять 128 посылок входных данных. Поэтому для обработки всего OFDM-символа из 2048 значений необходимо примерно 6272 такта. Пропускная способность при таких параметрах получается равной 65 Мбит/сек при минимально возможном использовании доступных блоков умножения. При увеличении используемых блоков умножения, пропускную способность можно увеличить в несколько раз.

В результате для различных видов модуляции будет получаться пропускная способность, представленная в таблице 4.7.

Таблица 4.7 – Пропускная способность, для различных видов модуляции

Вид модуляции	Пропускная способность, Мбит/сек
QPSK	65
16-QAM	64
64-QAM	62

Представленные в таблице 4.7 пропускные способности для различных типов модуляции находятся примерно на одном уровне из-за особенностей реализации алгоритма. Так как алгоритм реализован в параллельно-последовательном виде, то значительная часть скорости работы теряется при фильтрации. Поэтому в дальнейшем необходимо производить оптимизацию и параллелизм в первую очередь для банка цифровых фильтров.

4.7 Верификация полученных данных на цифровом устройстве

Для проверки работоспособности разрабатываемого устройства было проведено сравнение сигналов в некоторых контрольных точках в имитационной модели и в таких же местах при симуляции в разработанном устройстве на ПЛИС. К основным точкам можно отнести следующие:

- после QAM модулятора;
- после блока БПФ;
- после повышения частоты дискретизации;
- после блока повышения частоты дискретизации;
- после фильтрации;

- после канала;
- и все те же точки, но в противоположном порядке и на приемной стороне.

На рисунке 4.7 показаны первые 100 отсчетов сигнала, полученные с помощью имитационной модели.

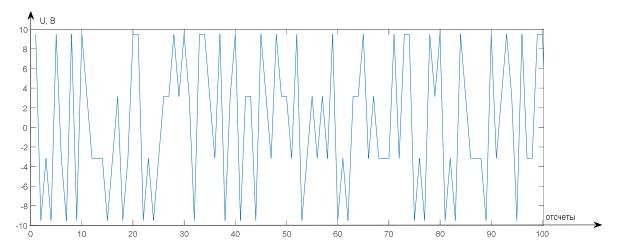


Рисунок 4.7 – Исходный сигнал (первые 100 отсчетов) после QAM модулятора полученные в верификационной модели (действительная часть)

На рисунке 4.8 показаны также первые 100 отсчетов сигнала, полученные с помощью симуляции разработанной схемы на ПЛИС.

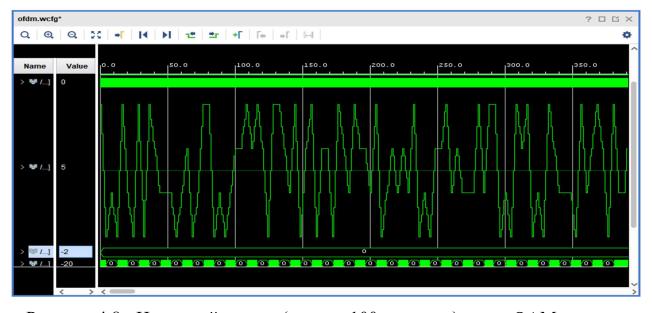


Рисунок 4.8 - Исходный сигнал (первые 100 отсчетов) после QAM модулятора на ПЛИС (действительная часть)

Соответственно, на рисунках 4.9, 4.11, 4.13, 4.15, 4.17 и 4.21 также показаны первые отсчеты сигнала, полученные с помощью имитационной модели, а на рисунках 4.10, 4.12, 4.14, 4.16, 4.18 и 4.20 с помощью симуляции на ПЛИС.

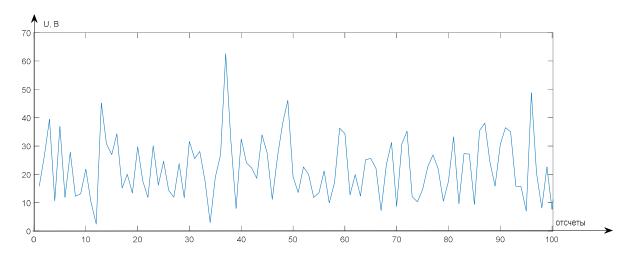


Рисунок 4.9 – Исследуемый сигнал (первые 100 отсчетов) после блока БПФ

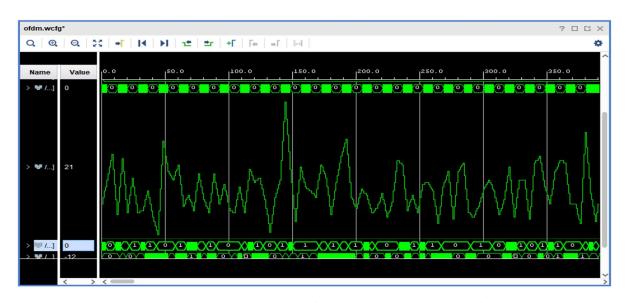


Рисунок 4.10 - Исследуемый сигнал (первые 100 отсчетов) после нахождения БПФ на ПЛИС

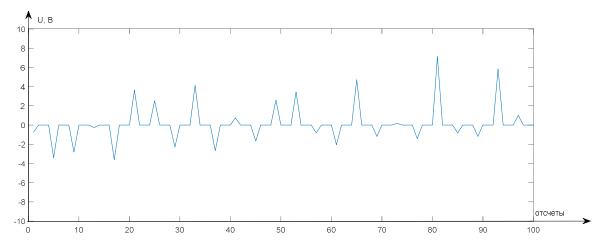


Рисунок 4.11 — Сигнал (первые 100 отсчетов) после повышения частоты дискретизации



Рисунок 4.12 - Сигнал (первые 100 отсчетов) после блока ресемплинга на ПЛИС

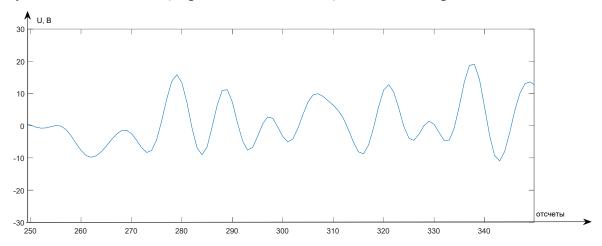


Рисунок 4.13 — Сигнал (первые 100 отсчетов) после фильтрации в первом субканале

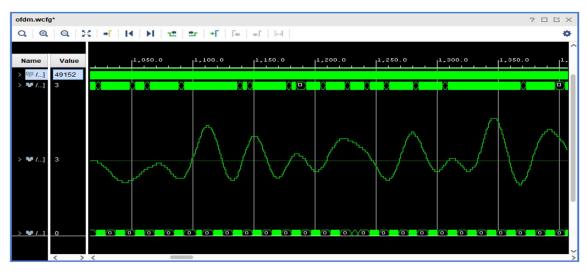


Рисунок 4.14 - Сигнал (первые 100 отсчетов) после фильтрации в первом субканале на ПЛИС

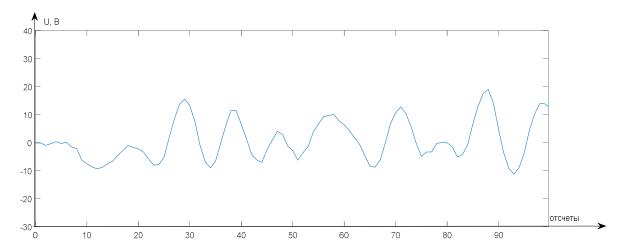


Рисунок 4.15 – Сигнал (первые 100 отсчетов) после канала связи

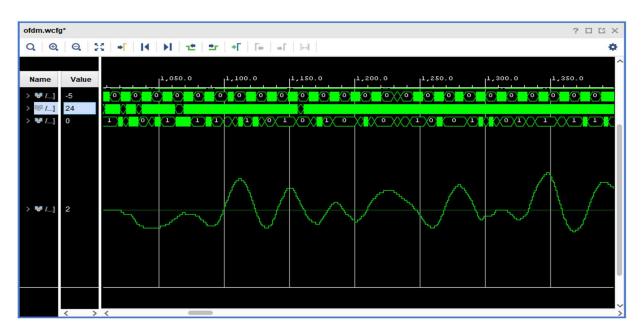


Рисунок 4.16 - Сигнал (первые 100 отсчетов) после канала связи на ПЛИС

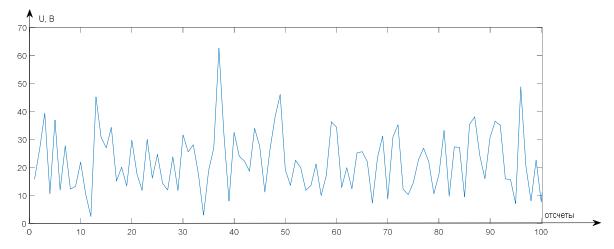


Рисунок 4.17 — Сигнал (первые 100 отсчетов) после понижения частоты дискретизации

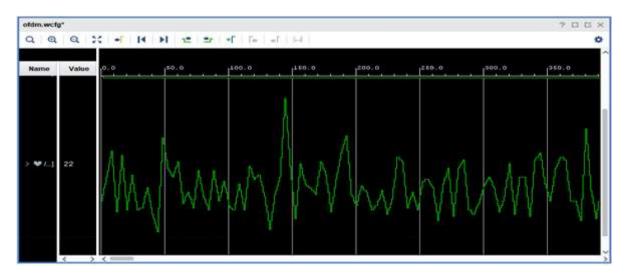


Рисунок 4.18 - Сигнал (первые 100 отсчетов) после понижения частоты дискретизации на ПЛИС

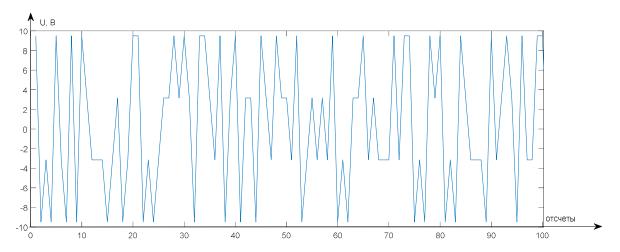


Рисунок 4.19 – Сигнал (первые 100 отсчетов) после демодуляции

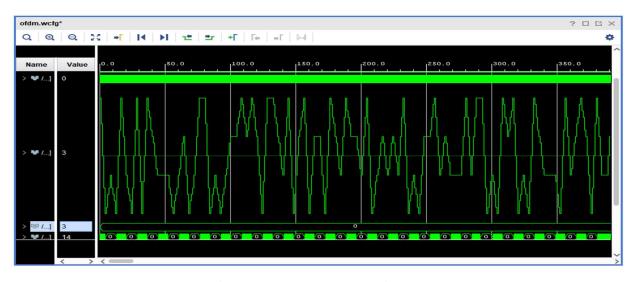


Рисунок 4.20 - Сигнал (первые 100 отсчетов) после демодуляции на ПЛИС

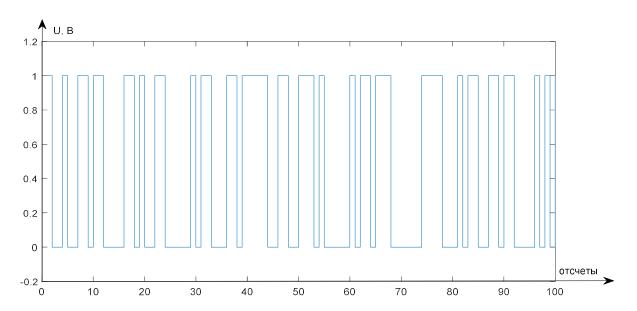


Рисунок 4.21 – Принятый сигнал (первые 100 отсчетов) на выходе модели

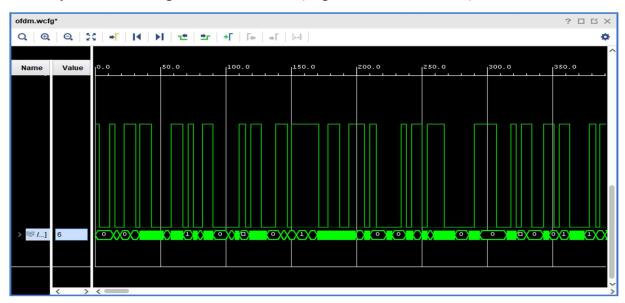


Рисунок 4.22 – Выходной сигнал (первые 100 отсчетов) на ПЛИС

На рисунках 4.21 и 4.22 показан двоичных поток данных, формируемый на приемной стороне. Как видно из рисунков 4.21 и 4.22, двоичные данные, полученные в имитационной модели и в симуляции на ПЛИС совпадают. Из этого можно сделать вывод, что разработанное устройство на ПЛИС работает так же, как и в имитационной модели.

4.8 Выводы по главе

Разработка устройств на ПЛИС отличается от традиционных способов программирования на процессорах общего назначения или DSP, так как требует разработки алгоритмов цифровой обработки таким образом, чтобы были учтены

аппаратные особенности ПЛИС. При этом, как правило, разработка архитектуры устройства строится из набора базовых логических элементов.

Основным критерием выбора ПЛИС является количество программируемых блоков. Как правило, должен быть компромисс между количеством блоков и ценой ПЛИС. На практике также могут быть такие задачи, которые требует использовать только определенные ПЛИС и определенный доступный набор программируемых блоков. В итоге приходится либо упрощать алгоритмы, либо проводить оптимизацию под конкретное устройство.

В результате этого сложность разработки от одного модуля к другому может кардинально изменяться. Помимо реализации алгоритмов с учетом аппаратных особенностей и количеством программируемых блоков необходимо также учитывать и общее доступное количество ресурсов, таких как LUT, FF, DSP и BRAM.

В данном случае самым сложным блоком из реализованных оказался банк цифровых фильтров. Для экономии ресурсов реализация банка фильтров была выполнена в последовательно-параллельной форме, в результате пропускная способность получилась не самой максимальной.

В зависимости от доступных ресурсов и с их использованием на ПЛИС можно повышать быстродействие системы в несколько раз.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проделанной работы были получены следующие научные результаты:

- 1. На основе анализа потенциальных кандидатов на роль технологии для формирования сигнала в современных системах передачи данных был сделан вывод, что необходима технология ортогонального мультиплексирования с применением фильтрации сигналов для удовлетворения растущих требований к скорости передачи и занимаемому частотному диапазону.
- 2. Разработан метод синтеза банка фильтров на основе децимацииинтерполяции входного сигнала и импульсной характеристики фильтра с целью уменьшения вычислительных затрат и затрат по хранению коэффициентов.
- 3. Апробирован алгоритм субполосной передачи данных со многими несущими. Текущие исследования показывают выигрыш и эффективность использования предлагаемого метода, а также устойчивую работу в шумах при наличие различных источников помех.
- 4. Проведено сравнение имеющихся технологий широкополосной передачи данных с предлагаемой технологией на основе комбинированного подхода с использованием банка фильтров и ортогональных сигналов.
- 5. Построена имитационная модель технологии субполосного ортогонального мультиплексирования с использованием банка фильтров.
- 6. Произведено исследование анализа/синтеза цифровых фильтров для ортогональных сигналов. Даны рекомендации по использованию и формированию банка цифровых фильтров.
- 7. Реализован тракт приемо-передатчика на ПЛИС фирмы Xilinx. Оценены ресурсы, а также рассчитана получаемая в данной реализации пропускная способность.

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

АЦП – Аналого-цифровой преобразователь

АЧХ – Амплитудно-частотная характеристика

БПФ – Быстрое преобразование Фурье

ДПФ – Дискретное преобразование Фурье

ОБПФ – Обратное быстрое преобразование Фурье

ОДПФ – Обратное дискретное преобразование Фурье

ОСШ – Отношение сигнал/шум

ИХ – Импульсная характеристика

КАМ – Квадратурная амплитудная модуляция

КИХ – Конечная импульсная характеристика

КФМ – Квадратурная фазовая модуляция

МОС – Многоскоростная обработка сигналов

МСИ – Межсимвольная интерференция

МКИ – Межканальная интерференция

НЧ – Низкие частоты

ПЛИС – Программируемая логическая интегральная схема

СПМ – Спектральная плотность мощности

ФД – Фильтр-дециматор

 $\Phi\Phi-\Phi$ ормирующий фильтр

ЦГФ – Цифровой гребенчатый фильтр

ЦСФ – Цифровой сглаживающий фильтр

ЧМ – Частотная модуляция

ЧРК – Частотное разделение каналов

ADSL – Asymmetric Digital Subscriber Line

AWGN – Additive white Gaussian noise

COFDM - Coded Orthogonal frequency division multiplexing

CP – Cyclic prefix

DAB - Digital audio broadcasting

DVB – Digital Video Broadcasting

FBMC - Filter Bank Multicarrier

FEC – Forward Error Correction

F-OFDM – Filtered Orthogonal frequency division multiplexing

GFDM – Generalized Frequency Division Multiplexing

HDSL – High Data Rate Digital Subscriber Line

HDTV – High Definition Television

ICI – Inter Carrier Interference

ISI – Inter Symbol Interference

LTE – Long Term Evolution

MIMO – Multiple Input Multiple Output

N-OFDM – Non-Orthogonal frequency division multiplexing

OFDM – Orthogonal frequency-division multiplexing

PAPR – Peak-to-average power ratio

QAM – Quadrature amplitude modulation

QPSK – Quadro phase-shift keying

RB-F-OFDM – Resource block filtered orthogonal frequency-division mul-tiplexing

SC-FDMA – Single-carrier frequency-division multiple access

SC-OFDM – Single-carrier orthogonal frequency-division multiplexing

SEFDM – Spectrally Efficient Division Multiplexing

SNR – Signal-to-noise ratio

SUB-OFDM - Subband orthogonal frequency-division multiplexing

UFMC – Universal filtered multi-carrier

VDSL – Very high speed Digital Subscriber Line

Wi-Fi – Wireless Fidelity

WiMax – Worldwide Interoperability for Microwave Access

WLAN – Wireless Local Area Network

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] R.V. Nee and R. Prasad OFDM for Wireless Multimedia Communications // Artech House Publishers, Norwood, MA, USA, 2000
- [2] W.Y. Zou and Y. Wu COFDM: An Overview // IEEE Trans. Broadcast., vol. 41, no. 1, March 1995
- [3] E.P. Lawrey Adaptive Techniques for Multiuser OFDM, Ph.D. Thesis // James Cook University, Australia, December 2001
- [4] Бакулин М.Г. Технология OFDM: Учебное пособие для вузов // М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.М. Шлома, А.П. Шумов М.: Горячая линия Телеком, 2017. 352 с. ISBN 978-5-9912-0549-8
- [5] Гельгор А.Л., Попов Е.А. Система цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-Т: Учеб. Пособие // СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2010, 207 с.
- [6] Слюсар В Неортогональное частотное мультиплексирование (N-OFDM) сигналов, часть 1 // Технологии и Средства Связи, 2013, №5, стр. 61...65
- [7] Gang, Wu Research Activities on Future Broadband Wireless Access in UESTC // URL: http://www.europe.ict-chine.eu/fileadmin/filesharing/WS2_Documents/ 040907 WuGang Chengdu.pdf (дата обращения: 18.03.2023)
- [8] Ioannis D. Kanaras Spectrally Efficient Multicarrier Communication Systems: Signal Detection, Mathematic Modelling and Optimisation. A thesis submitted for the degree of Doctor of Philosophy, Communications and Information Systems Research Group, Department of Electronic and Electrical Engineering, University College London, 2010, June P.214 // URL: http://discovery.ucl.ac.uk/766544/1/1/ 766544.pdf (дата обращения: 18.02.2023)
- [9] S. Brandes, I. Cosovic, and M. Schnell, "Sidelobe suppression in OFDM systems by insertion of cancellation carriers," in Proceedings of the 62nd IEEE Vehicular Technology Conference (VTC '05), vol. 1, pp. 152–162, September 2005.
- [10] Z. Yuan, S. Pagadarai, and A. M. Wyglinski, "Cancellation carrier technique using genetic algorithm for OFDM sidelobe suppression," in Proceedings of the Military Communications Conference (MILCOM '08), pp. 1–5, IEEE, 2008.

- [11] A. Selim, I. Macaluso, and L. Doyle, "Efficient sidelobe suppression for OFDM systems using advanced cancellation carriers," in Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC '13), pp. 4687–4692, Budapest, Hungary, June 2013.
- [12] D. Huang and K. B. Letaief, "An interference-cancellation scheme for carrier frequency offsets correction in OFDMA systems," IEEE Transactions on Communications, vol. 53, no. 7, pp. 1155–1165, 2005.
- [13] K. Lee and I. Lee, "CFO compensation for uplink OFDMA systems with conjugated gradient," in Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC '11), pp. 1–5, Kyoto, Japan, June 2011.
- [14] K. Lee, S.-R. Lee, S.-H. Moon, and I. Lee, "MMSE-based CFO compensation for uplink OFDMA systems with conjugate gradient," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 11, no. 8, pp. 2767–2775, 2012.
- [15] A. Farhang, N. Marchetti, and L. E. Doyle, "Low complexity LS and MMSE based CFO compensation techniques for the uplink of OFDMA systems," in Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC '13), pp. 5748–5753, IEEE, Budapest, Hungary, June 2013.
- [16] H. Saeedi-Sourck, Y. Wu, J. W. M. Bergmans, S. Sadri, and B. Farhang-Boroujeny, "Complexity and performance comparison of filter bank multicarrier and OFDM in uplink of multicarrier multiple access networks," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 59, no. 4, pp. 1907–1912, 2011.
- [17] S. N. Premnath, D. Wasden, S. K. Kasera, B. Farhang-Boroujeny, and N. Patwari, "Beyond ofdm: best-effort dynamic spectrum access using filterbank multicarrier," in Proceedings of the 4th International Conference on Communication Systems and Networks (COMSNETS '12), January 2012.
- [18] S. N. Premnath, D. Wasden, S. K. Kasera, N. Patwari, and B. Farhang-Boroujeny, "Beyond OFDM: best-effort dynamic spectrum access using filterbank multicarrier," IEEE/ACM Transactions on Networking, vol. 21, no. 3, pp. 869–882, 2013.
- [19] M. Bellanger, "FBMC physical layer: a primer," Tech. Rep. 06/2010, 2010.

- [20] M. Payaró, A. Pascual-Iserte, and M. Nájar, "Performance comparison between FBMC and OFDM in MIMO systems under channel uncertainty," in Proceedings of the European Wireless Conference (EW '10), pp. 1023–1030, April 2010.
- [21] T. Ihalainen, A. Ikhlef, J. Louveaux, and M. Renfors, "Channel equalization for multi-antenna FBMC/OQAM receivers," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 60, no. 5, pp. 2070–2085, 2011.
- [22] S. Galli and O. Logvinov, "Recent developments in the standardization of power line communications within the IEEE," IEEE Communications Magazine, vol. 46, no. 7, pp. 64–71, 2008.
- [23] M. Bellec and P. Pirat, "OQAM performances and complexity," IEEE P802.22 Wireless Regional Area Network, 2006 // URL: http://www.ieee802.org/22/Meeting_documents/2006_Jan/index.html. (дата обращения: 15.02.2023)
- [24] "Wideband air interface isotropic orthogonal transform algorithm," Public Safety Wideband Data Standards Project Digital Radio Technical Standards, TIA Committee TR-8.5, 2003.
- [25] Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М: Мир, 1978. 848 с
- [26] 5G Waveform Candidate Selection. 5GNOW. D3.1. March 03, 2015 // URL: http://5gnow.eu/wp-content/uploads/2015/04/5GNOW_D3.1_v1.1_final.pdf (дата обращения: 15.02.2023)
- [27] 5G Waveform Candidate Selection. 5GNOW. D3.2. April 08, 2014 // URL: http://5gnow.eu/wp-content/uploads/2015/04/5GNOW_D3.2_final.pdf (дата обращения: 15.02.2023)
- [28] И.В. Ворожищев, Г.С. Бочечка, В.О. Тихвинский Сравнительный анализ использования технологий UFMC и OFDM в сетях 5G // Электро-связь, 2007, стр. 18-23, УДК 621.376, 621.396, URL: http://niitc.ru/upload/medialibrary/64c/64 cb3024d2eab0690871e19b1b87662e.pdf (дата обращения: 17.03.2023)
- [29] W. H. Chin, F. Zhong, and R. Haines Emerging technologies and research challenges for 5G wireless networks, // IEEE Wireless Commun., vol. 21, no. 2, pp. 106–112, Apr. 2014.

- [30] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, and J. C. Zhang "What will 5G be?" // IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082, Jun. 2014
- [31] Xi Zhang, M. Jia, L. Chen, Jianglei Ma, J. Qiu less Filtered-OFDM Enabler for Flexible Waveform in the 5th Generation Cellular Networks // Published 2014, Computer Science, Mathematics 2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), DOI:10.1109/GLOCOM.2014.7417854 URL: https://arxiv.org/ pdf/1508.07387.pdf (дата обращения: 19.02.2023)
- [32] 3GPP, "Technical specification 36.212," Tech. Rep., Jun. 2015, v12.5.0
- [33] J. Li, K. Kearney, E. Bala and R. Yang A resource block based filtered OFDM scheme and performance comparison // ICT 2013, Casablanca, 2013, pp. 1-5, DOI: 10.1109/ICTEL.2013.6632084.
- [34] Zhao Yingxin, Hao Xiuying, Liu Zhiyang, Wu Hong, Ding Shuxue Resource block filtered-OFDM as a multi-carrier transmission scheme for 5G // 2017, Computers & Electrical Engineering. 72. 10.1016/j.compeleceng.2017.12.008.
- [35] Витязев В.В., Никишкин П.Б. Банки фильтров и OFDM в системах широкополосной передачи данных со многими несущими. // Научно-технический журнал "ЦОС". -2015. №4. -c.30-34.
- [36] Витязев В.В., Зайцев А.А. Основы многоскоростной обработки сигналов: Учеб. пособие. Ч.1 // Рязан. гос. радиотехн. акад., Рязань, 2005, 124 с.
- [37] Витязев В.В., Линович А.Ю., Никишкин П.Б. Современные методы обработки сигналов: методические указания к лабораторным работам. Ч. І // Рязан. гос. радиотехн. ун-т., Рязань, 2018, 56 с.
- [38] Crochiere R.E., Rabiner L. Multirate Digital Signal Processing / Prentice Hall. Englewood Cliffs. NJ, 1983.
- [39] Крошьер Р.Е., Рабинер Л.Р. Интерполяция и децимация цифровых сигналов: Методический обзор // ТИИЭР, Т. 69, № 3, март 1981. с. 14-49.
- [40] Витязев В.В., Зайцев А.А. Основы многоскоростной обработки сигналов: Учеб. пособие. Ч.2 // Рязан. гос. радиотехн. ун-т., Рязань, 2006, 104 с.

- [41] Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. 240 с.
- [42] Витязев В.В., Витязев С.В., Зайцев А.А. Многоскоростная обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние. Часть 2 // Цифровая обработка сигналов 2008. N = 3. c. 2 = 9.
- [43] Витязев В.В., Никишкин П.Б. Метод анализа/синтеза сигналов в системах передачи данных с частотным уплотнением каналов // Электросвязь. 2014. № 12. с. 4-9.
- [44] Витязев В. В., Муравьев С. И. Синтез цифровой системы частотной селекции сигналов на основе полуполосовых гребенчатых фильтров // Электросвязь. 1988. N_{\odot} 3. с. 57—61.
- [45] Farhang-Boroujeny B. Filter Bank Multicarrier Modulation: A Waveform Candidate for 5G and Beyond // Advances in Electrical Engineering. 2014. 10.1155/2014/482805.
- [46] Vaidyanathan P.P. Multirate Systems and Filter Banks / Prentice Hall. Englewood Cliffs. NJ, 1993.
- [47] Mitra S.K. Digital Signal Processing: a computer-based approach / McGraw-Hill. Comp. Inc., 1998.
- [48] Farhang-Boroujeny B. Signal Processing Techniques for Software Radios // Lulu publishing house, 2010.
- [49] Farhang-Boroujeny B. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier // IEEE Signal Processing Magazine. 2011. Vol. 28, № 3. P. 92–112.
- [50] Lin L., Farhang-Boroujeny B. Cosine modulated multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines // EURASIP J. Appl. Signal Processing. 2006, Aprticle ID 19329.
- [51] Витязев В.В., Никишкин П.Б. Цифровые системы частотной селекции с высокой прямоугольностью АЧХ. // 19-я Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2017", Москва, Россия, доклады. 2017. Том 1. -с. 152-157.

- [52] Витязев В.В., Никишкин П.Б. Многоскоростная обработка сигналов в задачах режекции узкополосных помех. // Научно-технический журнал "ЦОС". -2017. №2. -c.31-36.
- [53] Витязев В.В., Никишкин П.Б. Субполосная OFDM в системах широкополосной передачи данных со многими несущими. // 18-я Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2016", Москва, Россия, доклады. 2016. Том 1. -с. 96-100.
- [54] Витязев В.В., Никишкин П.Б. Субполосная OFDM в системах широкополосной передачи данных // Сборник тезисов участников форума «Наука будущего наука молодых» Казань, 2016. Том 1, –с. 258-259
- [55] Витязев В. В. Цифровая обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние // Электросвязь. $1997. N_{\odot} 6.$
- [56] Шойерманн Х., Геклер Х. Систематизированный обзор цифровых методов преобразования вида уплотнения каналов // ТИИЭР. 1981. Т. 69, № 11. -с. 52-84.
- [57] Витязев В.В., Овинников А.А. Методы анализа/синтеза сигналов в системах беспроводной связи со многими несущими // Электросвязь. 2013. № 9. -с. 28-32.
- [58] Витязев В.В., Никишкин П.Б. Методы широкополосной передачи данных на основе сигналов с частотным разделением каналов. // Научно-технический журнал "ЦОС". -2020. №3. -c.45-49.
- [59] Витязев В.В., Никишкин П.Б. Многоскоростная обработка сигналов в системах передачи данных. // Научно-технический журнал "ЦОС". -2022. -№1. с.57-67.
- [60] P.B. Nikishkin, S.V. Vityazev, I.V. Subbotin, A.V. Kharin, V.V. Vityazev Subband OFDM Implementation on Multicore DSP // 2016 24th Telecommunications Forum (TELFOR) Proceedings of Papers, Belgrade, Serbia, 2016.
- [61] Витязев В.В., Никишкин П.Б. Метод синтеза группового сигнала в системах передачи данных с частотным уплотнением каналов. // 17-я Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2015", Москва, Россия, доклады. 2015. -с. 130-135.

- [62] Витязев В.В., Никишкин П.Б. Исследование технологий OFDM и SUB-OFDM при различных мешающих воздействиях в канале связи. // 22-я Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2020", Москва, Россия, доклады. 2020. Книга 1. -с. 130-133.
- [63] Витязев В.В., Никишкин П.Б. Исследование технологий OFDM, F-OFDM и SUB-OFDM при работе в канале связи с аддитивным белым гауссовским шумом. // 93-10124-я Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2022", Москва, Россия, доклады. 2022. Том 1. -с. 101-103.
- [64] Никишкин П.Б. Исследование эффективности применения субполосной передачи данных при наличии частотно-селективных искажений // 27-я Всероссийская научно-техническая конференции студентов, молодых ученых и специалистов; Рязань: ИП Коняхин А.В. (Book Jet) 2022. Том 1. -с. 168-170
- [65] Никишкин П.Б. Методы широкополосной передачи данных на основе сигналов с частотным разделением каналов для использования в стандарте DVB- Т2 // 7-я Всероссийскую научно-техническая конференция «Актуальные проблемы со-временной науки и производства», Рязань 2022. -с. 93-101
- [66] Витязев В.В., Никишкин П.Б. Исследование эффектов Доплера на OFDM и SUB-OFDM сигналы // 1-я Всероссийская конференция «Современные технологии обработки сигналов», Москва, Россия, доклады конференции, 2018.
- [67] Витязев В.В., Никишкин П.Б. Сравнение эффективности технологий OFDM и SUB-OFSM при различных мешающих воздействиях в канале связи. // 21-я Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2019", Москва, Россия, доклады. 2019. Книга 1. -с. 6-10.
- [68] Майков Д. Ю., Вершинин А. С. Влияние эффектов Доплера на OFDM сигнал // Молодой ученый. 2014. №21. С. 175-179. URL: https://moluch.ru/archive/80/14271/ (дата обращения: 21.02.2023).
- [69] DVB-T2 Modulator // URL: https://wiki.gnuradio.org/index.php/DVB-T2_Modulator (дата обращения: 22.02.2023).

[70] ZC706 Evaluation Board for the Zynq-7000 XC7Z045 All Programmable SoC User Guide (UG954) // URL: https://docs.xilinx.com/v/u/en-US/ug954-zc706-eval-board-xc7z045-ap-soc (дата обращения: 07.03.2023)

[71] Зотов В. – Особенности архитектуры нового поколения ПЛИС с архитектурой FPGA фирмы Xilinx // Компоненты и технологии №12. 2010

URL: https://kit-e.ru/fpga/plis-s-arhitekturoj-fpga/ (дата обращения: 15.03.2023).

Приложение А

Программный код на языке GNU Octave

Листинг 1. Имитационная модель для систем на основе OFDM и SUB-OFDM

```
clear all;
clc;
typeOfdm = 'subOfdm'; % 'ofdm' 'subOfdm'
typeChannels = 'AWGN'; % 'AWGN', 'Doppler', 'TimeErr'
                     % для моделирования с одинаковым ПСП
rng(100);
hBER = comm.ErrorRate; numErrInd = 2; numOfRowInBer = 3;
numOfColumnsInBer = 1; stopFrames = 100; stopBER = 10000;
snrStart = 0.0; snrStop = 15.0; snrStep = 1.0; Fd = 64/7*10^6;
N = 2016; Nf = N + 32; M = 16; downSample = 4;
EbNo = snrStart:snrStep:snrStop; points = length( EbNo );
switch typeOfdm
  case ( 'ofdm' ) attenCoef = Nf;
  case ( 'subOfdm' ) attenCoef = Nf / downSample;
ber = zeros( numOfRowInBer, numOfColumnsInBer );
bitErrResults = zeros( numOfRowInBer, points );
if ( strcmp( typeOfdm, 'subOfdm' ) )
  initParamSubOfdm;
end
bitsPerSymbol = log2( M );
EsNo = EbNo + 10 * log10(bitsPerSymbol) + 10 * log10(1);
for point = 1:points
  reset ( hBER );
  iFrame = 1;
  ber = zeros( numOfRowInBer, numOfColumnsInBer );
  while and(( ber( numErrInd ) < stopBER ), ( iFrame < stopFrames ))</pre>
    dataIn = randi(M, Nf, 1) - 1;
    dataInBits = str2num(reshape(dec2bin(dataIn)',log2(M)*Nf,1));
    switch typeOfdm
     case ( 'ofdm' ) ofdmMod;
      case ( 'subOfdm' ) subOfdmMod;
      end
  channel;
  berStatistic;
  bitSend = str2num(reshape(dec2bin(data send)',log2(M)*Nf,1));
  ber = step( hBER, ( dataInBits ), ( bitSend ) );
  iFrame = iFrame + 1;
end
bitErrResults(:, point) = ber;
berTheory = berawgn( EbNo', 'qam', M, 'nondiff' );
berForFiq = 1;
figure;
semilogy( EbNo, bitErrResults( berForFig, : ), '*-' ), grid;
hold on
semilogy( EbNo, berTheory' )
hold off
```

```
clear all;
close all;
clc;
load filterSubOfdm.mat;
hBER = comm.ErrorRate;
numErrInd = 2;
numOfRowInBer = 3;
numOfColumnsInBer = 1;
stopFrames = 100;
stopBER = 100000;
snrStart = 0.0;
snrStop = 400.0;
snrStep = 10.0;
EbNo = snrStart:snrStep:snrStop;
points = length( EbNo );
ber = zeros( numOfRowInBer, numOfColumnsInBer );
bitErrResults = zeros( numOfRowInBer, points );
Fd = 64/7*10^6;
N = 2048;
%M = 64;
if (M == 8 | M == 16)
   attenCoef = 3;
else
    attenCoef = 7;
end
DS = 4;
Nsub = N/DS;
Nf = Nsub+1/4*32;
FdSub = Fd/DS;
for i = 1:DS
    fOSh(i) = (Fd / (Nf *DS)) * (Nf * (i-1));
end
bitsPerSymbol = log2( M );
        = comm.AWGNChannel( 'BitsPerSymbol', bitsPerSymbol,
'RandomStream', 'mt19937ar with seed', 'Seed', 24 );
for point = 1:points
    disp([num2str(point) ' / ' num2str(points)]);
    reset ( hBER );
    iFrame = 1;
    %hChan.EbNo = EbNo( point );
    ber = zeros( numOfRowInBer, numOfColumnsInBer );
```

```
while and( ( ber( numErrInd ) < stopBER ), ( iFrame < stopFrames</pre>
) )
        %bit = randint(N, 1, M);
        bit = randi(M, N, 1) - 1;
        bitSubOfdm = reshape(bit, N/DS, DS);
        genSigSubOfdm(1:(Nf*DS)) = 0;
        for subCount = 1:DS
            info = qammod( bitSubOfdm( :, subCount ), M );
            j = 1 : Nf;
            f0 = FdSub/Nf;
            for i = 1 : Nf
               if ( i <= Nsub )
                  sign(i, 1:Nf) = info(i)*exp(1i*2*pi*(f0*(i-
1) +1) .*(j-1) /FdSub);
               end
            end
            signal = sum(sign);
            signal = upsample(signal, 4);
            signal fft = fft(signal);
            signal fft(Nf:end) = 0;
            signal = ifft(signal fft); clear signal fft;
            j = 1: (Nf*DS);
            sigShift = exp(2*pi*1i*f0Sh(subCount)*(j-1)/Fd);
            genSigSubOfdm = genSigSubOfdm + signal .* sigShift;
        end
        signal = genSigSubOfdm;
        %AWGN
        %signal err = awgn( signal, EbNo( point ), 'measured' ); %step(
hChan, signal);
        % Lin Doppler
        fDop = ceil( 0.99*EbNo( point ) + (EbNo( point )-0.98*EbNo(
point )) * rand(1));
        doppler = \exp(1i*2*pi*(fDop-1).*(j-1)/Fd);
            signal err = signal .* doppler;
        %scatterplot(fft(signal err));
        % Non-lin Doppler
        fDop1 = ceil(0.99*EbNo(point) + (EbNo(point)-0.98*EbNo(
point )) * rand(1));
```

```
fDop2 = ceil(0.99*EbNo(point) + (EbNo(point)-0.98*EbNo(
point )) * rand(1));
        fDop3 = ceil(0.99*EbNo(point) + (EbNo(point)-0.98*EbNo(
point )) * rand(1));
        fDop4 = ceil(0.99*EbNo(point) + (EbNo(point)-0.98*EbNo(
point )) * rand(1));
        j = 1:Nf;
        phi1 = 1i*2*pi*(fDop1-1).*(j-1)/Fd;
        phi2 = 1i*2*pi*(fDop2-1).*(j-1)/Fd;
        phi3 = 1i*2*pi*(fDop3-1).*(j-1)/Fd;
        phi4 = 1i*2*pi*(fDop4-1).*(j-1)/Fd;
        phi = [phi1 phi2 phi3 phi4];
        doppler = exp(phi);
        signal err = signal .* doppler;
        for subCount = 1:DS
           signalSub = signal err;
           j = 1: (Nf*DS);
           sigShift = \exp(-2 \cdot pi \cdot 1i \cdot f0 \cdot Sh(subCount) \cdot (j-1) / Fd);
           signalSub = signalSub .* sigShift;
           signal fft = fft(signalSub);
           signal fft(Nf:end) = 0;
           signalSub = ifft(signal fft); clear signal fft;
           signalSub = downsample(signalSub, DS);
           info send
fft(signalSub)./max(real(fft(signalSub)))*attenCoef;
           bit send(subCount,:) = qamdemod(info send,M);
        end
        bit send(:,Nsub+1:end) = [];
        bit send = reshape(bit send', N, 1);
        %ber = step( hBER, logical( bit ), logical( bit send ) );
        ber = step( hBER, ( bit ), ( bit send ) );
        iFrame = iFrame + 1; bit send = [];
    end
    bitErrResults(:, point) = ber;
end
berForFiq = 1;
figure;
semilogy( EbNo, bitErrResults( berForFig, : ) ), grid;
```

Приложение Б

Программный код на языке Verilog

Листинг 2. Модуль верхнего уровня SUB-OFDM

```
`timescale 1 ns / 10 ps
module ofdm struct (
  input [16-1:0] gateway in,
  input [16-1:0] gateway in1,
  input clk 1,
  input ce 1,
  input clk 4,
  input ce 4,
  output [63-1:0] gateway out
);
  wire [16-1:0] gateway in net;
  wire [16-1:0] gateway in1 net;
  wire ce net x0;
  wire clk net;
  wire [63-1:0] mult p net;
  wire clk net x0;
  wire [40-1:0] divide op net;
  wire [48-1:0] digital fir filter m axis data tdata real net;
  wire [24-1:0] up sample1 q net;
  wire [24-1:0] up_sample_q_net;
  wire ce net;
  wire [24-1:0] inverse fft op re net;
  wire [24-1:0] inverse fft op im net;
  wire [15-1:0] sine wave m axis tdata sine net;
  assign gateway in net = gateway in;
  assign gateway in1 net = gateway in1;
  assign gateway_out = mult_p_net;
  assign clk net x0 = clk 1;
  assign ce net x0 = ce 1;
  assign clk net = clk 4;
  assign ce net = ce 4;
  xlofdm fir compiler v7 2 i0 c01d00351597ba815e92d5d1965abc26
digital fir filter (
    .s_axis_data_tdata real(divide op net),
    .clk(clk net x0),
    .ce(ce net x0),
    .clk logic 1(clk net x0),
    .ce logic 1(ce net x0),
.m axis data tdata real(digital fir filter m axis data tdata real ne
t)
  );
  xldivider generator b0743575db70f81fe73cb265fb97db4a divide (
    .a tvalid(1'b1),
    .b tvalid(1'b1),
    .a(up sample_q_net),
    .b(up sample1 q net),
    .clk(clk net x0),
```

```
.ce(ce net x0),
    .op(divide op net)
  );
  xlofdm xfft v9 1 i0 339b4d205c65c9d2fe62c504e14889bb inverse fft (
    .in re(gateway in net),
    .in im(gateway in1 net),
    .clk(clk net),
    .ce(ce net),
    .op re(inverse fft op re net),
    .op im(inverse fft op im net)
  ofdm xlmult #(
    .a arith(`xlSigned),
    .a bin pt(22),
    .a width (48),
    .b arith(`xlSigned),
    .b bin pt(14),
    .b width (15),
    .c a type(0),
    .c a width (48),
    .c b type(0),
    .c b width (15),
    .c baat(48),
    .c output width (63),
    .c type(0),
    .core name0("ofdm mult gen v12 0 i0"),
    .extra registers(0),
    .multsign(2),
    .overflow(1),
    .p arith(`xlSigned),
    .p bin pt(36),
    .p width (63),
    .quantization(1)
  )
  mult (
    .clr(1'b0),
    .core clr(1'b1),
    .en(1'b1),
    .rst(1'b0),
    .a(digital fir filter m axis data tdata real net),
    .b(sine wave m axis tdata sine net),
    .clk(clk net x0),
    .ce(ce net x0),
    .core clk(clk net x0),
    .core ce (ce net x0),
    .p(mult p net)
  xlofdm dds compiler v6 0 i0 3324ef0369dae68ce16622d002e8016a
sine wave (
    .clk(clk net x0),
    .ce(ce net x0),
    .m axis tdata sine(sine_wave_m_axis_tdata_sine_net)
  );
```

```
ofdm xlusamp #(
    .copy samples(0),
    .d arith(`xlSigned),
    .d bin pt(14),
    .d width (24),
    .latency(1),
    .q arith(`xlSigned),
    \cdotq bin pt(14),
    .q width (24)
  up sample (
    .src clr(1'b0),
    .dest clr(1'b0),
    .en(1'b1),
    .d(inverse fft op re net),
    .src clk(clk net),
    .src ce(ce net),
    .dest clk(clk net x0),
    .dest ce(ce net x0),
    .q(up sample q net)
  );
  ofdm xlusamp #(
    .copy samples(0),
    .d_arith(`xlSigned),
    .d bin pt(14),
    .d width (24),
    .latency(1),
    .q arith(`xlSigned),
    .q bin pt(14),
    .q width (24)
  up sample1 (
    .src clr(1'b0),
    .dest clr(1'b0),
    .en(1'b1),
    .d(inverse fft op im net),
    .src clk(clk net),
    .src_ce(ce_net),
    .dest clk(clk net x0),
    .dest ce(ce net x0),
    .q(up_sample1 q net)
  );
endmodule
`timescale 1 ns / 10 ps
// Generated from Simulink block
module ofdm default clock driver (
  input ofdm sysclk,
  input ofdm sysce,
  input ofdm sysclr,
  output ofdm clk1,
  output ofdm cel,
  output ofdm clk4,
  output ofdm ce4
```

```
);
  xlclockdriver #(
    .period(1),
    .log 2 period(1)
  clockdriver x0 (
    .sysclk(ofdm sysclk),
    .sysce(ofdm sysce),
    .sysclr(ofdm sysclr),
    .clk(ofdm clk1),
    .ce(ofdm ce1)
  );
  xlclockdriver #(
    .period(4),
    .log 2 period(3)
  clockdriver (
    .sysclk(ofdm sysclk),
    .sysce(ofdm sysce),
    .sysclr(ofdm sysclr),
    .clk(ofdm clk4),
    .ce(ofdm ce4)
  );
endmodule
`timescale 1 ns / 10 ps
module ofdm (
  input [16-1:0] gateway in,
  input [16-1:0] gateway in1,
  input clk,
  output [63-1:0] gateway out );
  wire clk_1_net;
  wire ce 1 net;
  wire ce 4 net;
  wire clk 4 net;
  ofdm default clock driver ofdm default clock driver (
    .ofdm sysclk(clk),
    .ofdm sysce(1'b1),
    .ofdm_sysclr(1'b0),
    .ofdm clk1(clk 1 net),
    .ofdm ce1(ce 1 net),
    .ofdm clk4(clk 4 net),
    .ofdm ce4(ce 4 net)
  );
  ofdm struct ofdm struct (
    .gateway in(gateway in),
    .gateway in1(gateway in1),
    .clk 1(clk 1 net),
    .ce 1 (ce 1 net),
    .clk 4(clk 4 net),
    .ce 4 (ce 4 net),
    .gateway out(gateway out)
  );
endmodule
```

Приложение В Акт об использовании

д.т.н., профессор

«УТВЕРЖДАЮ»
Проректор по учебной работе ФГБОУ ВО
«УГРТУ им. В.Ф. Уткина»
Корячко А.В.
« 6 » амеря 2023 г.

AKT

об использовании материалов диссертационной работы Никишкина Павла Борисовича в учебном процессе

Настоящим подтверждаем, что материалы кандидатской диссертации Никишкина П.Б. использованы в учебном процессе подготовки бакалавров по направлению 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Полученные в диссертационной работе результаты использованы при подготовке лекционных материалов по дисциплинам «Цифровая обработка сигналов», «Цифровая обработка сигналов и сигнальные процессоры в СПР» и методических указаний к лабораторным работам № 5296 «Современные методы цифровой обработки сигналов: методические указания к лабораторным работам. Ч.І».

Декан ФРТ, к.т.н., доцент Егоров А.В. Заведующий кафедрой ТОР,