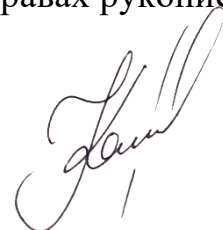


ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»
(ФГБОУ ВО «ВГУ»)

На правах рукописи

Каменцев Олег Константинович



**Алгоритмы обработки спектрально-эффективных сигналов с
частотным мультиплексированием**

Специальность 1.3.4. Радиофизика

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата

физико-математических наук

Научный руководитель –
доктор физико-математических наук,
профессор Аверина Лариса Ивановна

Воронеж – 2024

Оглавление

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1. СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫЕ СИГНАЛЫ С ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТПЛЕКСИРОВАНИЕМ	11
1.1 Методы частотного мультиплексирования сигналов, основанные на фильтрации подканалов.....	11
1.1.1 Общий вид OFDM модуляции.....	12
1.1.2 Сигналы с частотным мультиплексированием на основе банков фильтров.....	18
1.1.3 Сигналы с частотным мультиплексированием с универсальной фильтрацией.....	20
1.2 Сигналы на основе неортогонального частотного мультиплексирования	24
1.3 Сравнительный анализ различных технологий формирования спектрально-эффективных сигналов с частотным мультиплексированием.....	38
Выводы к главе 1	44
ГЛАВА 2. МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ НЕОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО МУЛЬТПЛЕКСИРОВАНИЯ ДЛЯ КАНАЛОВ С ГАУССОВСКИМ ШУМОМ.....	45
2.1 Методы демодуляции сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования	45
2.1.1 Детектор методом обращения в нуль незначущих коэффициентов	47
2.1.2 Детектор, минимизирующий среднеквадратичную ошибку.....	49
2.1.3 Выбор оптимального метода обращения матрицы взаимной корреляции между поднесущими частотами	51
2.2 Помехоустойчивое кодирование и декодирование	60
2.2.1 Турбокодер.....	61
2.2.2 Схема выкалывания и мультиплексирования.....	63
2.2.3 Турбодекодер.....	65

2.3	Оценка эффективности применения турбокодеров для сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования	69
2.4	Применение комплекснозначных свёрточных нейронных сетей для детектирования сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования	74
2.4.1	Структура SEFDM-приемника на базе нейросетевой архитектуры	75
2.4.2	Процесс обучения сети	77
2.4.3	Оценка эффективности применения нейросетевого детектора	79
	Выводы к главе 2	82
ГЛАВА 3. МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ НЕОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ ДЛЯ КАНАЛОВ ЗАГОРИЗОНТНОЙ СВЯЗИ		85
3.1	Моделирование канала загоризонтной связи на основе экспериментальных данных	85
3.1.1	Статистические свойства загоризонтного канала связи	85
3.1.2	Имитационная модель загоризонтного канала связи	89
3.2	Оценка и эквализация передаточной характеристики канала связи.....	92
3.2.1	Алгоритмы эквализации частотно-селективного канала связи	92
3.2.2	Алгоритмы шумоподавления при оценке частотной характеристики канала связи	98
3.3	Имитационное моделирование систем связи на основе SEFDM технологии для загоризонтных каналов связи.....	106
3.4	SEFDM-приемник на базе нейросетевой архитектуры для каналов с замираниями	112
	Выводы к главе 3	118
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	121
	Список литературы	123

ВВЕДЕНИЕ

Диссертационная работа посвящена развитию методов повышения спектральной и энергетической эффективности систем беспроводной связи на основе разработки алгоритмов обработки сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования.

Актуальность темы исследования. Рост объема данных, передаваемых в мобильных сетях, и необходимость организации широкополосного доступа в сетях будущих поколений связи в условиях ограниченности частотного ресурса требуют развития новых методов передачи данных, позволяющих повысить эффективность использования спектра по сравнению с текущими стандартами связи.

В настоящее время в системах широкополосного радиодоступа чаще всего используется технология ортогонального частотного разделения с мультиплексированием (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)[1–6]. Однако тех характеристик, которые достигаются с помощью OFDM технологии в сетях текущего поколения, уже будет недостаточно для удовлетворения высоких требований к сетям будущих поколений.

В качестве альтернативы OFDM-технологии рассматриваются такие технологии, как многочастотная передача с гребенчатой фильтрацией (Filter Bank Multi-Carrier Modulation, FBMC) [7–9] и многочастотная передача с универсальной фильтрацией (Universal Filtered Multi-Carrier, UFMC) [10–13]. Также среди возможных вариантов для применения в перспективных стандартах связи рассматриваются сигналы на основе неортогонального частотного мультиплексирования (Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing, SEFDM) [14–17]. Однако, нет исследований и системного анализа, позволяющего сравнить данные технологии с точки зрения увеличения спектральной эффективности и снижения помехоустойчивости системы связи.

Наибольшей степенью повышения спектральной эффективности обладает SEFDM технология, которые отличаются от OFDM технологии тем, что частотный

разнос между поднесущими частотами выбирается меньше, чем требуется для выполнения условия нулевой межсимвольной интерференции.

Это значительно усложняет реализацию процесса детектирования и ухудшает помехоустойчивость системы. Поэтому актуальной является задача разработки алгоритмов детектирования таких сигналов, позволяющих при относительно небольшой вычислительной сложности снизить влияние интерференции между поднесущими частотами сигнала на помехоустойчивость системы связи.

Традиционно SEFDM технология предназначается для использования в каналах с белым гауссовским шумом [18–20]. Однако это значительно ограничивает область применения таких сигналов. В реальных радиоканалах сигнал испытывает различные переотражения, рассеяние и т.д., что приводит к эффекту многолучевого распространения. На данный момент произведено несколько исследований, синтезирующих алгоритмы приема SEFDM сигналов в каналах с частотно-селективным замиранием [21–24], но все они что по-прежнему приводят к высокой сложности практической реализации. Поэтому актуальной является задача разработки эффективных алгоритмов детектирования неортогональных сигналов с частотным мультиплексированием в частотно-селективных каналах с учётом эквализации его характеристики.

В последнее время для решения различных задач физического уровня радиосвязи исследуется эффективность применения глубокого обучения [25–27]. Применение глубокого обучения даёт следующие преимущества: достижение синергетического эффекта объединения каскадных модулей в цепочке обработки сигналов, уменьшение несоответствия между моделью и реальностью, создание решений низкой сложности путём использования нелинейности нейронной сети. Большинство существующих исследований по обработке сигналов на основе нейросетевых подходов, в том числе и для SEFDM технологии [28–30], рассматривают по отдельности действительную и мнимую части комплексного тензора в вещественных пространствах. Однако это не позволяет сети использовать связь между реальной и мнимой частями комплексного сигнала из-за отсутствия мультипликативных операций. Поэтому актуальной является задача разработки

алгоритмов детектирования неортогональных сигналов с частотным мультиплексированием в каналах с различными свойствами на основе комплекснозначных нейронных сетей.

Целью диссертации является повышение спектральной и энергетической эффективности систем радиосвязи, использующих технологию неортогонального частотного мультиплексирования, при различных условиях распространения сигнала за счет применения новых способов приема и алгоритмов цифровой обработки.

Научная задача заключается в разработке эффективных алгоритмов и способов цифровой обработки сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования.

Объектом исследования является система цифровой радиосвязи, а **предметом исследования** – алгоритмы цифровой обработки сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования в каналах с различными свойствами.

Для достижения поставленной цели в диссертации были сформулированы и решены следующие частные **задачи**:

- построение моделей систем связи, использующих многочастотную передачу с гребенчатой фильтрацией, многочастотную передачу с универсальной фильтрацией и сигналы на основе неортогонального частотного мультиплексирования, для проведения их сравнительного анализа;

- разработка алгоритмов обработки сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования в канале с белым гауссовским шумом, включая алгоритмы глубокого обучения;

- разработка алгоритмов обработки сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования в частотно-селективных каналах, включая алгоритмы глубокого обучения;

- разработка способов повышения помехоустойчивости систем на основе неортогонального частотного мультиплексирования в каналах с различными свойствами.

Методы исследования. При решении задач, поставленных в диссертации, использовались: методы компьютерного моделирования систем, численные методы расчета и анализа, методы и алгоритмы глубокого обучения, методы цифровой обработки сигналов, а также экспериментальные методы радиофизики.

Научная новизна диссертационной работы заключается в следующем:

- предложен алгоритм линейного детектирования сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования, отличающийся от известных тем, что для устранения межканальной интерференции и снижения усиления шума преобразования используется усечённое сингулярное разложение матрицы взаимной корреляции между подканалами в совокупности с турбокодером со свёрточным кодированием, включающим итеративную обработку с мягкими решениями;
- впервые предложен детектор сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования на базе глубокой комплекснозначной сверточной нейронной сети;
- предложен способ оценки частотной характеристики канала распространения, отличающийся от известных тем, что для уменьшения влияния аддитивного шума используется фильтрация на основе вейвлетов;
- впервые предложен способ внутрисигнального частотного разнесения для формирования и обработки сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования;
- впервые предложен эквалайзер для сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования на базе глубокой комплекснозначной сверточной нейронной сети.

Достоверность результатов диссертации подтверждается строгостью доказательств утверждений и наложенных ограничений, обоснованностью применения математического аппарата, результатами экспериментальных исследований на программных моделях. Достоверность экспериментальных

результатов обеспечена применением аттестованной измерительной аппаратуры, обработкой экспериментальных данных современными численными методами.

Практическая значимость работы состоит в следующем:

- разработанный приёмник сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования с линейным детектором позволяет улучшить помехоустойчивость систем в каналах с белым гауссовским шумом на 0.5 - 1 дБ для уровня ошибки 10^{-6} по сравнению с помехоустойчивостью систем с ортогональным частотным мультиплексированием при одинаковой канальной скорости и занимаемой частотной полосе;
- разработанный приёмник сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования с детектором на базе глубокой комплекснозначной сверточной нейронной сети для каналов с белым гауссовским шумом позволяет снизить на порядок вычислительную сложность процесса обработки сигнала по сравнению с линейным детектором без потери помехоустойчивости системы, обеспечивая линейный, а не экспоненциальный ее рост от длины символа;
- разработанный приёмник сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования на базе глубокой комплекснозначной сверточной нейронной сети для частотно селективных каналов позволяет улучшить помехоустойчивость системы на 0,6 - 2 дБ для уровня ошибки 10^{-5} в зависимости от коэффициента сужения спектра сигнала по сравнению с классическим приёмником, обладая при этом меньшей вычислительной сложностью.

Основные результаты и положения, представляемые на защиту:

1. Применение усечённого сингулярного разложения матрицы взаимной корреляции между подканалами при использовании алгоритмов линейного детектирования сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования в совокупности с турбокодером со свёрточным кодированием, включающим итеративную обработку с мягкими решениями, позволяет устранить межканальную интерференцию и снизить усиление шума

преобразования, что приводит к повышению спектральной эффективности системы связи без потери её помехоустойчивости.

2. Применение разработанного детектора сигналов с неортогональным частотным мультиплексированием на основе глубокой комплекснозначной сверточной нейронной сети позволяет на порядок снизить вычислительную сложность процесса обработки сигнала по сравнению с линейным детектором без потери помехоустойчивости системы.
3. Предложенный алгоритм фильтрации на основе вейвлетов для уменьшения влияния аддитивного шума позволяет снизить среднеквадратическую ошибку оценки частотной характеристики канала распространения на 10-15 дБ по сравнению с методом следящего среднего.
4. Применение внутрисигнального частотного разнесения для сигналов с частотным мультиплексированием позволяет повысить помехоустойчивость систем на их основе в частотно селективных каналах с замираниями.
5. Применение разработанного приёмника на основе глубокой комплекснозначной сверточной нейронной сети для сигналов с неортогональным частотным мультиплексированием позволяет повысить помехоустойчивость системы связи по сравнению с применением классического приёмника в частотно селективных каналах с замираниями, снизив при этом вычислительную сложность процесса обработки сигнала.

Личный вклад автора. Представленные в диссертации результаты были получены при непосредственном участии автора в процессах постановки задач и разработки теоретических и экспериментальных методов их выполнения.

Апробация работы. Основные материалы по всем разделам диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях: международной научно-технической конференции “Радиолокация, навигация и связь” (г. Воронеж, 2018, 2021); всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь» (г. Москва, 2016); международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (г. Москва, 2018), «Микроволновая неделя» (г. Москва, 2022).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 15 работ, в том числе 5 – в изданиях, рекомендованных ВАК, 1 – в издании, индексируемом в Scopus, 4 – свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, трех глав, заключения и списка литературы из 86 наименований. Общий объем диссертации составляет 131 страницу, включая 55 рисунков и 4 таблицы.

ГЛАВА 1. СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫЕ СИГНАЛЫ С ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ

В данной главе проанализированы основные характеристики сигналов с частотным мультиплексированием такие, как вычислительная сложность, спектральная и временная эффективность, пик-фактор, проведён сравнительный анализ рассматриваемых сигналов с ортогональными сигналами, построенными на основе Фурье-базиса.

1.1 Методы частотного мультиплексирования сигналов, основанные на фильтрации подканалов

Упрощённая структура системы связи, использующей сигналы со многими несущими [31] представлена на рисунке 1.1. Предполагается, что бинарная и, в более общем случае, M -уровневая последовательность символов преобразуется в N параллельных частотных каналов, каждый из которых обрабатывается формирующим фильтром $h_T(t)$ и переносится на частоту, соответствующую k -му каналу. Скорость параллельного цифрового потока в каждом канале уменьшается в N раз по сравнению с последовательным потоком. В результате при общей неизменной битовой скорости и неизменной занимаемой полосе частот в сигнале со многими несущими длительность импульсов в каждом канале увеличивается в N раз.

Приведённая схема может быть использована для синтеза и анализа различных сигналов, отличающихся друг от друга длительностью символа T и импульсными характеристиками формирующих фильтров $h_T(t)$ и $h_R(t)$. Для традиционных ортогональных технологий частотного мультиплексирования (OFDM) характеристика фильтра $h_T(t)$ имеет форму прямоугольного импульса единичной амплитуды с длительностью равной T , которая превышает минимально

достаточную длительность $T_{\text{БПФ}}$ для разделения поднесущих в условиях отсутствия многолучевости и канальных искажений с использованием, как правило, алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Реализация OFDM технологии в условиях многолучевого распространения сигнала требует использования защитного интервала во временной области, так называемого, циклического префикса. При этом длительность символа увеличивается с $T_{\text{БПФ}}$ до T путём копирования последних G отсчётов OFDM символа в его начало, что в свою очередь уменьшает эффективность использования спектра.

Верхняя граница спектральной эффективности, определяемой как отношение скорости передачи к занимаемой полосе, может быть достигнута только в идеальном канале, на практике же приходится использовать защитный интервал, который может в некоторых случаях достигать 25% от $T_{\text{БПФ}}$. Параметр $T = T_{\text{БПФ}} + T_G$ в дальнейшем будет обозначать длительность символа сигнала со многими несущими во временной области, в том числе с учётом защитного интервала T_G . Для систем, основанных на банках фильтров нет необходимости использовать защитный интервал, поэтому длительность символа является минимально возможной ($T = T_{\text{БПФ}} = 1 / F$)[31; 32].

1.1.1 Общий вид OFDM модуляции

Ортогональная модуляция с частотным уплотнением (OFDM) является особым случаем модуляции со многими несущим, где последовательный исходный цифровой поток преобразуется в определенное число параллельных подпотоков, каждый из которых передается независимо. Одним из основных преимуществ OFDM-технологии является повышенная устойчивость к частотно-селективным замираниям [31].

Группа несущих частот, которая в данный момент времени переносит биты параллельных цифровых подпотоков, называется «символом OFDM». Благодаря использованию ортогональных несущих частот спектры соседних подканалов накладываются друг на друга, но при этом не вносят никакой межканальной интерференции при демодуляции. Частотное уплотнение спектров группового сигнала позволяет расположить большее число подканалов по сравнению с обычным частотным разделением и увеличить пропускную способность канала связи.

Поднесущие колебания OFDM-сигнала модулируются с помощью квадратурной амплитудной модуляции (QAM), сигнальные созвездия которых показаны рисунке 1.2 соответственно. Если d_i – комплексный PSK или QAM-символ, N_f – количество частотных составляющих (поднесущих), T – длительность символа и f_c – частота несущей, то один OFDM-символ, начинающийся в момент времени $t = t_s$, может быть записан как [31]:

$$x(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_f}{2}}^{\frac{N_f}{2}-1} d_{i+\frac{N_f}{2}} e^{j2\pi \left(f_c - \frac{i+1}{T} \right) (t-t_s)} \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T. \quad (1.1)$$

В литературе часто используется представление в эквивалентной комплексной базовой полосе, которое определяется формулой (1.2):

$$x(t) = \sum_{i=-\frac{N_f}{2}}^{\frac{N_f}{2}-1} d_{i+\frac{N_f}{2}} e^{j2\pi \frac{i}{T} (t-t_s)}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T. \quad (1.2)$$

В этом представлении реальная и мнимая части отображаются в синфазной и квадратурной частях OFDM-сигнала. Рисунок 1.3 показывает процесс формирования OFDM-символа (реализация функции модулятора OFDM-сигнала.

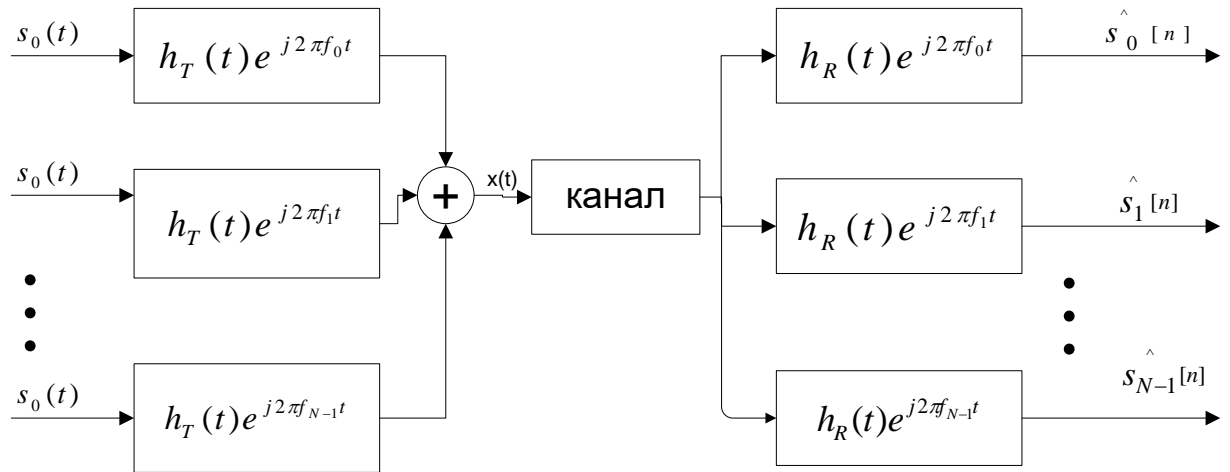


Рисунок 1.1 Структурная схема системы связи, использующей сигналы со многими несущими

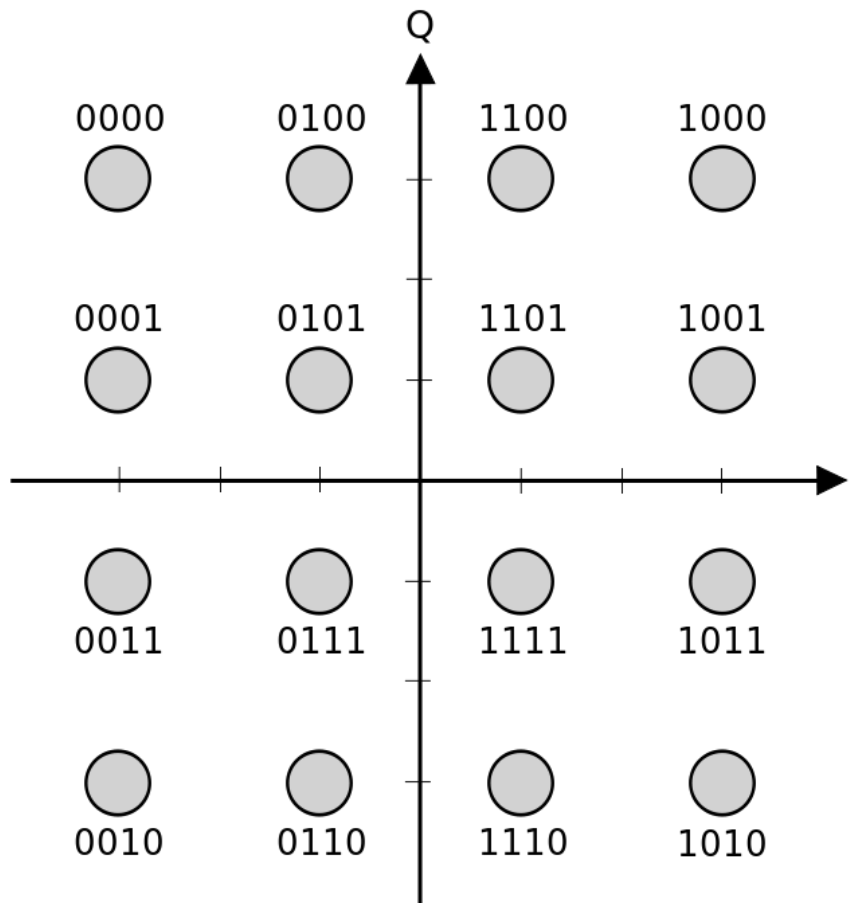


Рисунок 1.2 Сигнальное созвездие QAM 16

Комплексный OFDM-сигнал есть не что иное, как обратное преобразование Фурье для N_f входных PSK или QAM символов. Временным дискретным эквивалентом этого является обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ), которое определяется как:

$$x(n) = \sum_{i=0}^{N_f-1} d_i e^{j2\pi \frac{in}{N_f}}. \quad (1.3)$$

На практике это преобразование может быть выполнено очень эффективным методом, названным обратным быстрым преобразованием Фурье (ОБПФ). Если N -точечное ОДПФ требует N^2 перемножений, то ОБПФ, выполненное на основе использования алгоритма radix-2 требует только $\frac{N}{2} \log_2(N)$ операций комплексного перемножения. При модуляции формирование OFDM-сигнала начинается в так называемой «частотной области» [31], где формируется набор значений d_i , которые определяются видом модуляции поднесущих. После этого выполняется ОБПФ и сигнал переносится во временную область. Далее происходит формирование защитных интервалов (ЗИ) T_G и T_P . Последние N_1 отсчетов ОБПФ присоединяются в начало символа, а начальные N_2 отсчетов присоединяются в хвостовую часть OFDM-символа. При демодуляции происходит обратный процесс: сначала происходит удаление защитных интервалов T_G и T_P . Затем сигнал из «временной области» с помощью быстрого преобразования Фурье переносится в «частотную область», где автоматически разбивается на параллельные информационные подпотоки. При использовании OFDM-технологии временной интервал символа подпотока T_S делится на две части — защитные интервалы T_G - циклический префикс (защитный интервал) и T_P - постфикс (суффикс), в течение которых оценка значения символа в декодере не производится, и БПФ-интервал $T_{БПФ}$ (информационная часть).

За время БПФ-интервала принимается решение о значении принятого символа (рисунок 1.4). Назначение защитного интервала T_G представлено на рисунке 1.5. Пусть в точке приема информации на вход приемника, вследствие многолучевого распространения, приходят три копии сигнала передачи, сдвинутые во времени друг относительно друга.

Как видно из рисунка, 2-я и 3-я копии символа 1 накладываются только на защитный интервал символа 2 и в данном случае межсимвольная интерференция не наблюдается.

Если же в точке приема одна из копий сигнала передачи придет с запаздыванием больше времени T_G , то возникнет межсимвольная интерференция и искажение информационного участка $T_{БПФ}$ OFDM-символа. Например, третья копия принимаемого сигнала исказит информационную часть символа 2 вследствие слишком большой задержки распространения.

Выбор длительности защитного интервала T_G непосредственно влияет на вид проектируемой радиосети и определяется характеристиками канала связи. Увеличение длительности защитного интервала позволяет застраховаться от возможной межсимвольной интерференции. С другой стороны, длительность защитного интервала T_G целесообразно выбирать небольшой, так как, защитный интервал не используется для передачи полезной информации и его введение уменьшает объем передаваемой информации. Длительность защитного интервала T_p определяется параметрами оконной функции, которая «накладывается» на OFDM-символ, определяя крутизну спада спектра формируемого сигнала. Защитный интервал T_p служит для того, чтобы оконная функция не искажала информационный интервал $T_{БПФ}$ OFDM-символа. Спектр стандартного OFDM-сигнала начинает расширяться на уровне -20 дБ. Заметим, что спектр сигнала был бы практически прямоугольным, если бы не защитные интервалы, присоединяемые к информационному интервалу $T_{БПФ}$ OFDM-символа.

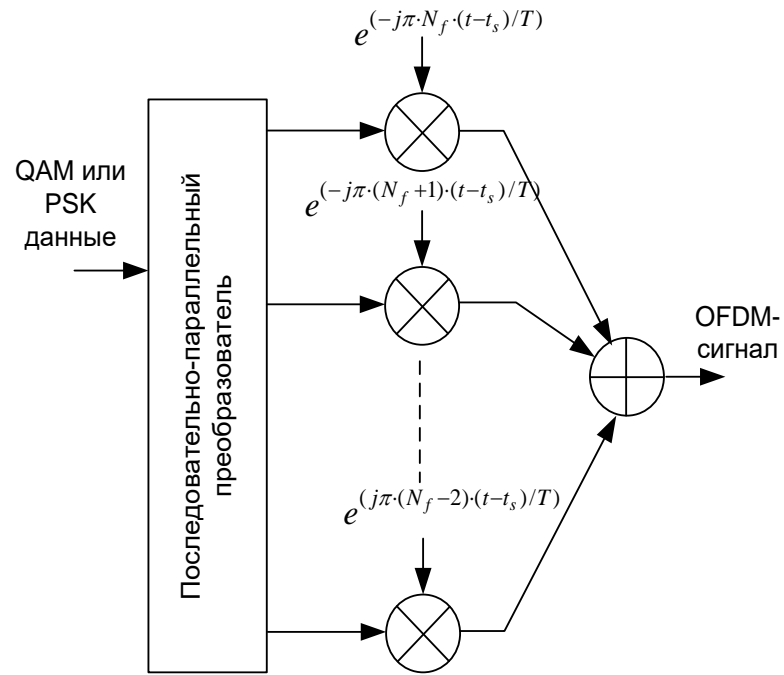


Рисунок 1.3 Модулятор OFDM-сигнала

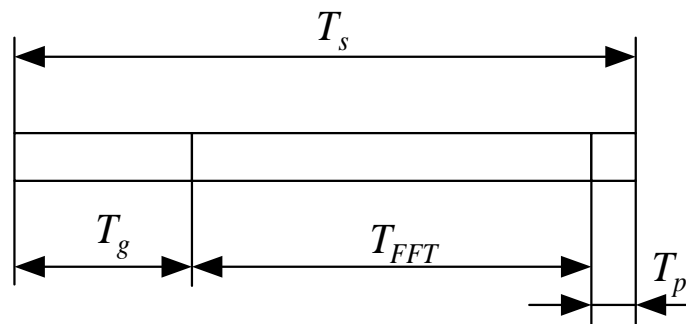


Рисунок 1.4 Структура OFDM-символа

Для формирования более крутого спада спектра OFDM-сигнала применяются оконные функции, которые «накладываются» на каждый OFDM-символ [31; 33]. На рисунке 1.6 показаны спектры OFDM символов, где кривая 1 соответствует OFDM символу без защитных интервалов, кривая 2 – символу с ЗИ, кривая 3 – символу с ЗИ и окном Тьюки.

Стоит отметить, что так как на приемной стороне разделение поднесущих в групповом спектре OFDM-символа происходит с помощью процедуры быстрого преобразования Фурье, то эффективное разделение поднесущих возможно только в случае их ортогональности. Если в принимаемом сигнале возникает частотный сдвиг, то появляется так называемая межполосная интерференция, которая приводит к ухудшению вероятности битовой ошибки, вследствие влияния, которое оказывает на текущую поднесущую соседние [33].

1.1.2 Сигналы с частотным мультиплексированием на основе банков фильтров

Применение банков фильтров для разделения частотных каналов (FBMC) имеет свои преимущества и недостатки по сравнению с системами OFDM. Для FBMC-технологии характерно отсутствие защитных интервалов, что в свою очередь ведёт к увеличению спектральной эффективности, но усложняет реализацию алгоритмов оценки частотно-временных характеристик канала. В отличие от систем с ортогональным частотным разделением с мультиплексированием банки фильтров позволяют значительно уменьшить уровень внеполосного излучения, а также степень влияния соседних каналов друг на друга за счёт малого уровня боковых лепестков амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) формирующего фильтра.

Мультиплексирование на основе банков фильтров (FBMC) было впервые предложено в работе [34]. Было показано, что при использовании смещения

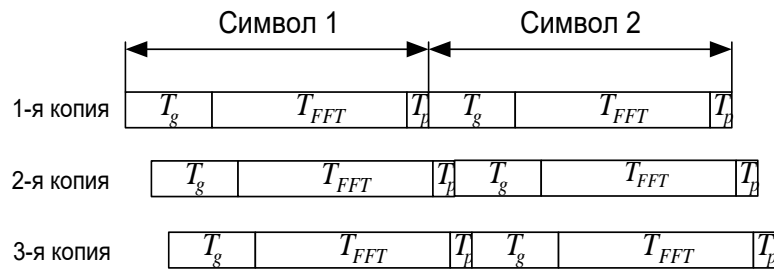
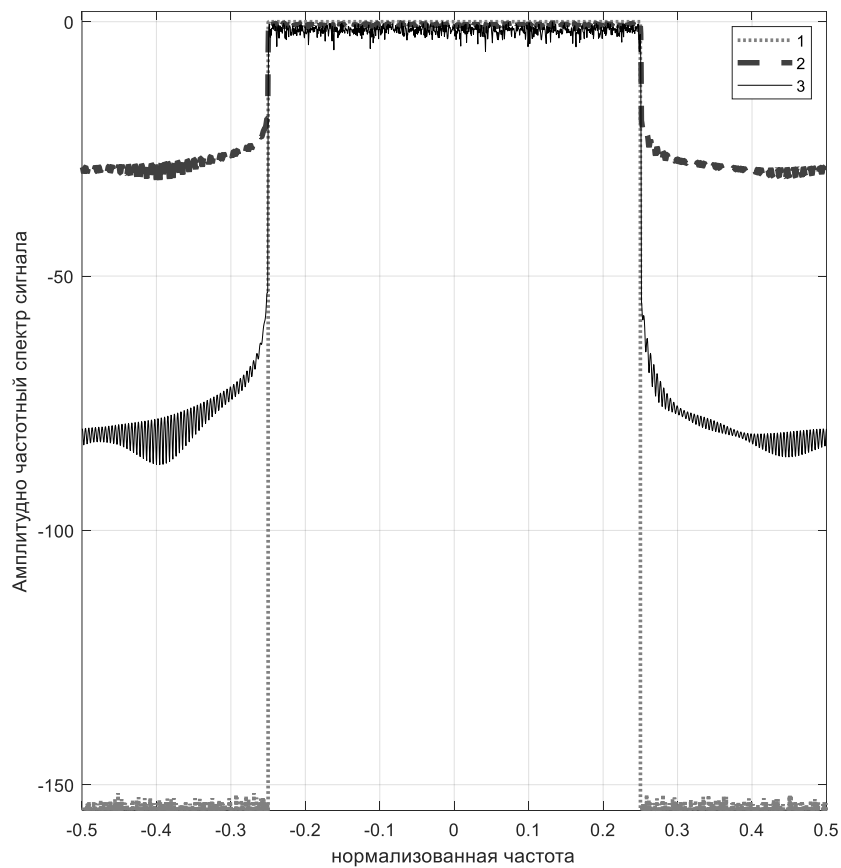
Рисунок 1.5 Функция защитного интервала T_g 

Рисунок 1.6 Спектры OFDM символов (1– символ без ЗИ, 2 – символ с ЗИ, 3 – символ с ЗИ и окном Тьюки)

квадратурных компонент между собой на половину тактового интервала и использовании найквистовского фильтра с симметричной импульсной характеристикой возможно реализовать прием без межсимвольной и межканальной интерференции, при этом максимально уплотнив поднесущие частоты.

Помимо этого применение фильтров с небольшим числом отсчетов импульсной характеристики позволяет не использовать циклические префиксы и постфиксы при работе в частотно-селективных каналах связи [35].

Блок-схема приёмо-передатчика FVMS сигналов представлена на рисунке 1.7. Задержка на $T/2$ как раз и позволяет реализовать схему задержки квадратурных компонент. Для восстановления квадратурных компонент на приемной стороне без межсимвольной и межканальной интерференции на импульсную характеристику фильтра, использовавшегося при формировании накладывается ряд ограничений [36]:

- для борьбы с межсимвольной интерференцией необходима симметричность импульсной характеристики;
- для уменьшения межканальной интерференции (МКИ) влияние боковых лепестков АЧХ фильтра должно быть ограничено смежными подканалами.

Основным недостатком практической реализации данной схемы являются в десятки раз большие по сравнению с OFDM-технологией вычислительные затраты.

1.1.3 Сигналы с частотным мультиплексированием с универсальной фильтрацией

При использовании технологии частотного мультиплексирования с универсальной фильтрацией (UFMC), в отличие от FVMS-технологии, фильтруются не каждая поднесущая в отдельности, а группы поднесущих частот

(поддиапазонные блоки), состоящие из определенного количества соседних поднесущих частот. Такой подход позволяет уменьшить внеполосные излучения по сравнению с технологией OFDM без существенного увеличения длины символа, что достигается благодаря использованию при расчете цифрового фильтра весового окна меньшей длины, чем в технологии FBMC[37]. Поэтому преимуществом технологии UFMC перед FBMC являются меньшие задержки передачи данных[38].

В отличие от технологии OFDM, в которой блок комплексных канальных символов квадратурной амплитудной модуляции (QAM) размера N подается на N -точечное обратное дискретное преобразование Фурье для формирования комплексной огибающей символа OFDM, в UFMC блок QAM-символов делится на B подблоков, каждый из которых состоит из n_i QAM-символов и подается на отдельный блок N -точечного ОДПФ. Так как n_i в B раз меньше N , то на вход каждого блока ОДПФ кроме информационных символов QAM подаются нули, дополняющие размер подблока до N .

Таким образом, в технологии мультиплексирования с универсальной фильтрацией общий спектр сигнала формируется из B отдельных спектров таким образом, что в каждом i -ом отдельном спектре передается n_i информационных поднесущих. Число таких отдельных спектров определяется спектральными требованиями к системе. Если система будет использоваться в условиях фрагментированного спектра, то число B можно выбрать по количеству доступных участков спектра и даже динамически его изменять в соответствии с загрузкой диапазонов сигналами других систем связи. Сигнал с выхода каждого блока ОДПФ подается на отдельный цифровой фильтр. Частотная характеристика фильтра сдвигается по частоте в соответствии с информационными поднесущими соответствующего поддиапазона. Для расчета цифровых фильтров с конечными импульсными характеристиками с заданными параметрами используют весовые последовательности конечной длины, называемые весовыми окнами, которые ограничивают бесконечную импульсную характеристику идеального фильтра [10].

Метод получения требуемой характеристики цифрового фильтра с помощью ограничения импульсной характеристики идеального фильтра весовым окном называется методом взвешивания. Длина весового окна фильтра является ключевым параметром, который влияет на характеристики системы связи, работающей по технологии UFMC. Использование весовой последовательности большой длины позволяет уменьшить внеполосные излучения UFMC-сигнала и повысить его устойчивость к ошибкам синхронизации и искажениям в многолучевом канале. Но в то же время с увеличением длины весовой последовательности импульсная характеристика фильтра расширяется, увеличивая длину символа UFMC.

Для технологии UFMC предлагается использовать фильтры, полученные с использованием весового окна Дольфа-Чебышева[39], с длиной весовой функции L , составляющей около 7% от длины символа на выходе блока ОДПФ и приблизительно равной длине циклического префикса T_G для OFDM-сигнала. Сигналы с выходов всех поддиапазонных фильтров складываются, после чего суммарный сигнал переносится на радиочастоту и передается в канале связи.

Благодаря использованию фильтрации в технологии UFMC, соседние каналные символы не накладываются друг на друга при увеличении задержки распространения в многолучевом канале и соответственно не создают межсимвольную интерференцию. Сглаживание фронтов канальных символов при свёртке с характеристикой фильтра во временной области не вносит существенных искажений, однако позволяет подавить межсимвольную интерференцию в случае, если задержка распространения в канале не превышает длину весового окна фильтра L .

Блок-схема UFMC-технологии представлена на рисунке 1.8.

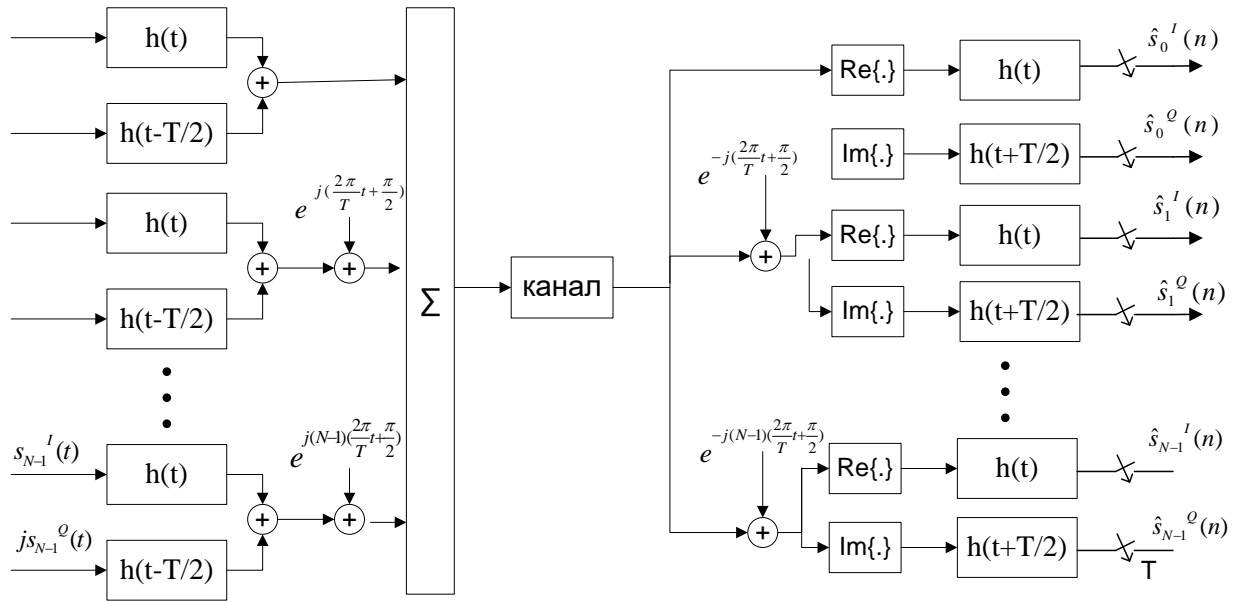


Рисунок 1.7 Блок-схема FBMC-технологии

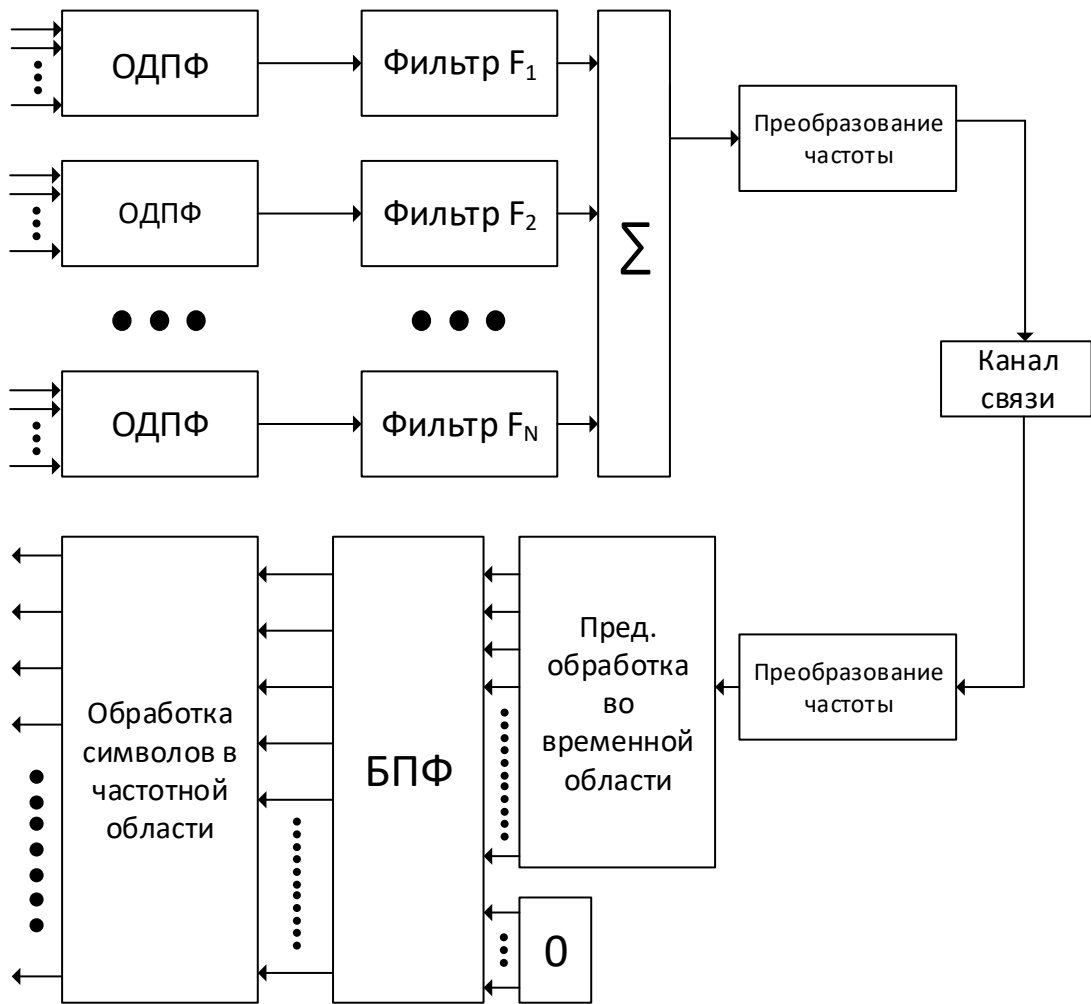


Рисунок 1.8 Блок-схема UFMC-технологии

1.2 Сигналы на основе неортогонального частотного мультиплексирования

Впервые возможность уменьшения разноса поднесущих частот на 50%, т. е. на половину разноса частот OFDM, представил Зальцберг в [40]. Хотя такой набор поднесущих явно является сверхполным в комплексном гильбертовом пространстве [41], анализ показывает, что система сохраняет принцип ортогональности и, следовательно, полноту, когда сигнал исследуется в реальном гильбертовом пространстве. В частности, Зальцберг предложил отдельную передачу действительной и мнимой частей сложных символов M-QAM со смещением $T/2$ между ними. Полная реконструкция «полусимволов» OFDM требует ортогональности только между действительными частями базовых функций. В отличие от OFDM, где функция прототипа имеет вид:

$$x_{mn}(t) = g(t - mT)e^{2\pi\Delta fnt}, \text{ где } \Delta FT = 1, \quad (1.4)$$

В системе OQAM-OFDM базовые функции транслируются как временные и частотные копии следующей функции-прототипа:

$$x_{mn}(t) = g(t - mT)j^{m+n}e^{2\pi\Delta fnt}, \text{ где } \Delta FT = \frac{1}{2}. \quad (1.5)$$

При этом обозначение j^{m+n} соответствует смещению на $n/2$ между соседними несущими. Основное преимущество OQAM-OFDM состоит в том, что он сочетает в себе полноту базы с возможностью применения импульсов, отличных от прямоугольных, для достижения лучшей локализации [42]. Примерами являются использование импульсов с оптимизированными характеристиками во временной области и использование импульсов алгоритма изотропного ортогонального преобразования (ИОТА) [43], которые позволяют избавиться от циклического префикса в OFDM системах связи, тем самым повысить скорость

передачи. Следовательно, OQAM-OFDM оказывается более спектрально эффективным, чем стандартный OFDM.

Идея сокращения частотного разнеса между несущими OFDM для улучшения спектральной эффективности OFDM не является чем-то новым. Зальцберг был первым, кто предложил смещение QAM/OFDM [40], которое предлагало повышенную спектральную эффективность обычного OFDM за счет служебной информации циклического префикса [43]. Позже Родригес и Дарвазе в [14] и Сюн в [44] предложили идею объединения схем одномерной модуляции с полусимвольным периодом систем OFDM и ввели использование типичных дискретных преобразований Фурье и быстрых косинусных преобразований, соответственно, для их реализации. Несмотря на это, обе схемы не имели преимуществ для систем OFDM с M-позиционной модуляцией.

Оригинальный приемо-передатчик сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования (SEFDM) описан в [14]. Входной поток с высокой скоростью передачи данных разделяется на N параллельных потоков с низкой скоростью передачи данных. Последние модулируются в соответствии со специальной схемой модуляции порядка M и переносятся на N поднесущих SEFDM символа $f_{\alpha,n}(t), n=0, \dots, N-1$, частотный разнос между которыми Δf составляет лишь часть α от величины, обратной к периоду символа SEFDM T , т.е.:

$$\Delta f = \frac{\alpha}{T}, \text{ где } \alpha < 1. \quad (1.6)$$

Таким образом, требуемая полоса пропускания уменьшается в $1 - \alpha$ раз за счет потери ортогональности между поднесущими. Передаваемый сигнал определяется выражением:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{N-1} S_n f_{\alpha,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{j2\pi n \Delta f t}, \quad (1.7)$$

где S_n представляет n -й символ модуляции. Благодаря «сжатию» частотного спектра несущих SEFDM обеспечивает увеличение спектральной эффективности, приблизительно равное α .

Для подтверждения концепции и предположения, что единственным ухудшением, вносимым каналом связи, является аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ) $n(t)$, принятый сигнал $r(t)$ может быть выражен как:

$$r(t) = s(t) + n(t). \quad (1.8)$$

Приемник концептуально состоит из двух каскадов. На первом этапе используется банк из N корреляторов для извлечения N -достаточной статистики из принятого сигнала. На втором этапе используется детектор. Конкретный выбор корреляционных функций на внешнем каскаде приемника обусловлен двумя важными требованиями:

- корреляционные функции должны быть ортонормированными, чтобы предотвратить окрашивание шума;
- обнаружение сигнала SEFDM должно быть выполнимым с вычислительной точки зрения.

Оба требования могут быть выполнены путем создания ортонормированной базы, которая охватывает пространство сигналов SEFDM, с использованием метода ортонормализации Грамма-Шмидта (ОГШ). Однако в литературе хорошо известно [45], что классический ОГШ-алгоритм подвержен численным ошибкам и даже при малых значениях числа сгенерированных неортогональных базовых функций. Например, в случае несущих SEFDM классические базовые функции ОГШ не являются ортогональными для $N > 16$ при $\alpha < 3/4$. Следовательно, вместо этого следует использовать вычислительно устойчивый итеративный модифицированный метод Грамма-Шмидта (ИМОГШ) [46] для генерации ортонормированного базиса. Обозначив $b_k(t)$ k -тый базисный вектор ИМОГШ, выходной сигнал k -го коррелятора приемника определяется выражением:

$$R_k = \int_0^T r(t) b_k^*(t) dt, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (1.9)$$

Линейная статистическая модель эквивалентной системы может быть описана в матричном представлении следующим образом:

$$\mathbf{R} = \mathbf{F}\mathbf{S} + \mathbf{N}, \quad (1.10)$$

где $\mathbf{R} = [R_i]$ – вектор N -ной статистики наблюдения, $\mathbf{S} = [S_i]$ – вектор N переданных символов, $\mathbf{F} = [F_j]$ – ковариационная матрица $N \times N$ поднесущих SEFDM, и $\mathbf{N} = [N_i]$ представляет собой вектор, содержащий N независимых временных отсчетов гауссовского шума с нулевым средним значением и ковариационной матрицей $\sigma^2 \mathbf{I}$ (\mathbf{I} – единичная матрица размера $N \times N$, а σ^2 – дисперсия шума). Элементы \mathbf{R} и \mathbf{F} определяются как:

$$\begin{aligned} R_i &= \int_0^T r(t) b_i^*(t) dt, \quad i = 0, \dots, N-1 \\ F_{ij} &= \int_0^T f_{\alpha,i}(t) b_j^*(t) dt, \quad i, j = 0, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (1.11)$$

Сигнал SEFDM во временной области определяется выражением:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n} g(t - kT) e^{j2\pi \alpha n t / T}, \quad (1.12)$$

где $g(t - kT)$ – прямоугольные (без ограничения общности) импульсы длительностью T . Следовательно, $g(t - kT) = \text{rect}(T - k)$, где $\text{rect}(\bullet)$ обозначает прямоугольную функцию, определяемую в качестве:

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1 & -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{иначе} \end{cases}. \quad (1.13)$$

Представление $S_k(f)$ в частотной области k -го символа SEFDM:

$$\begin{aligned} S_k(f) &= F \left\{ \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n} \text{rect}\left(\frac{t}{T} - k\right) e^{\frac{j2\pi\alpha nt}{T}} \right\} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n} F \left\{ \text{rect}\left(\frac{t}{T} - k\right) \right\} \otimes F \left\{ e^{\frac{j2\pi\alpha nt}{T}} \right\}, \end{aligned} \quad (1.14)$$

где $F\{\cdot\}$ и \otimes обозначают преобразование Фурье и свертку, соответственно. С учетом свойств Фурье преобразования:

$$S_k(f) = \sqrt{T} \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n} \text{Sinc}(fT) e^{\frac{j2\pi\alpha nt}{T}} \otimes \delta\left(f - n\frac{\alpha}{T}\right), \quad (1.15)$$

где $\delta(\cdot)$ обозначает функцию Дирака. Окончательно:

$$S_k(f) = \sqrt{T} \sum_{n=0}^{N-1} S_{k,n} \text{Sinc}\left(\left(f - n\frac{\alpha}{T}\right)T\right) e^{j2\pi\left(f - n\frac{\alpha}{T}\right)kT}. \quad (1.16)$$

Очевидно, что спектр символа SEFDM состоит из ряда Sinc-функций шириной T , расположенных на частотах $n\frac{\alpha}{T}$. Очевидно, что в OFDM-символе центр каждой функции *sinc* совпадает с нулевым пересечением всех других функций. Тем не менее, это не так в SEFDM символах при $\alpha < 1$. При этом полная полоса пропускания B сигнала SEFDM примерно определяется выражением [47]:

$$B = (N - 1)\frac{\alpha}{T} + 2\frac{1}{T}. \quad (1.17)$$

Спектральная эффективность SEFDM определяется как отношение скорости передачи данных $N\frac{\log_2 M}{T}$ к ширине полосы сигнала B :

$$\beta = \frac{N \frac{\log_2 M}{T}}{(N-1) \frac{\alpha}{T} + 2 \frac{1}{T}} \approx \frac{\log_2 M}{\alpha}. \quad (1.18)$$

Наиболее популярный алгоритм формирования сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования отличается от алгоритма формирования OFDM-сигналов только тем, что после выполнения ОБПФ отбрасываются несколько отсчетов сигнала [48]. В качестве алгоритма приема рассматриваются, в основном, модификации алгоритма полного перебора, например, как описано в [48], высокая вычислительная сложность которых позволяет работать только с небольшим числом поднесущих.

В [49] предложены два новых подхода к формированию и приему SEFDM с большим числом поднесущих.

Первый подход заключается в разбиении всей полосы частот на субполосы с небольшим числом поднесущих в каждой субполосе. Если интерференция между субполосами невелика, то можно обрабатывать каждую субполосу независимо.

Второй подход заключается в применении турбо эквалайзера для SEFDM со сверточным кодированием. Демодуляция осуществляется в спектральной области с помощью вычислительно простого алгоритма. Несмотря на низкое качество такого демодулятора, общий результат оказывается удовлетворительным за счет итеративной обработки, включающей SISO (soft input soft output – с мягкими решениями на входе и на выходе) декодирование сверточного кода.

В [50] было предложено использовать в сигналах вместо sinc-импульса семейство RRC-импульсов, временное и частотное представление которых показано на рисунках 1.9 и 1.10:

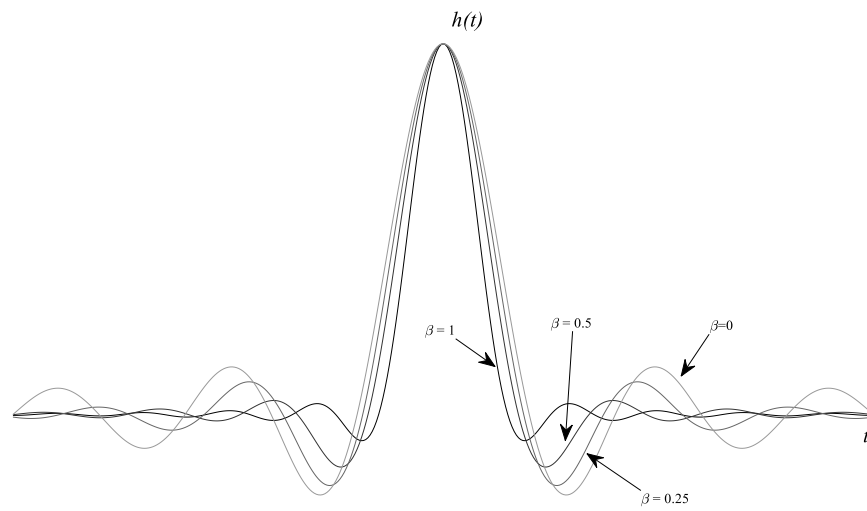


Рисунок 1.9 Временное представление RRC импульсов

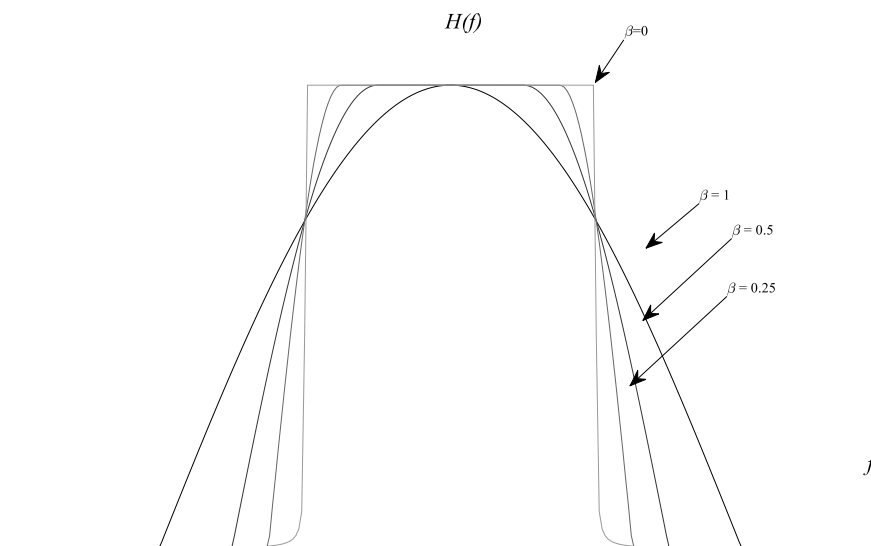


Рисунок 1.10 Частотное представление RRC импульсов

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_s}} \left(1 - \beta + 4 \frac{\beta}{\pi} \right), & t = 0 \\ \frac{\beta}{\sqrt{2T_s} \left[\left(1 + \frac{2}{\pi} \right) \sin \left(\frac{\pi}{4\beta} \right) + \left(1 - \frac{2}{\pi} \right) \cos \left(\frac{\pi}{4\beta} \right) \right]}, & t = \pm \frac{T_s}{4\beta} \\ \frac{1}{\sqrt{T_s}} \frac{\sin \left[\pi \frac{t}{T_s} (1 - \beta) \right] + 4\beta \frac{t}{T_s} \cos \left[\pi \frac{t}{T_s} (1 + \beta) \right]}{\pi \frac{t}{T_s} \left[1 - \left(4\beta \frac{t}{T_s} \right)^2 \right]}, & t \neq 0, \pm \frac{T_s}{4\beta} \end{cases}, \quad (1.19)$$

где $0 < \beta < 1$ - коэффициент сглаживания; T - минимальная длительность тактового интервала, при которой выполняется условие нулевой МСИ; *sinc*-импульс является частным случаем RRC-импульсов при $\beta = 0$. Идея генерации сигналов RRC-SEFDM заключается в том, чтобы выполнить в спектральной области тот же алгоритм, что используется для генерации сигналов RRC-FTN во временной области. Для этого спектральные выборки сигнала должны быть взяты как временные, а сам спектр должен рассматриваться как сигнал.

Для обобщения рассмотрим использование базиса RRC-импульсов для генерации классического сигнала с ортогональным частотным мультиплексированием (RRC-OFDM). Спектр кардинального синуса (*sinc*, что есть то же самое, что и RRC-импульс при $\beta = 0$) имеет вид прямоугольника полосой $1/T$. Соответственно теореме Котельникова для дискретизации такого импульса требуется минимум один отсчет на символ длительностью T . При ненулевом коэффициенте β ширина спектра RRC-импульса становится больше по сравнению с $1/T$ и соответственно одного отсчёта для дискретизации становится недостаточно. Минимальным значением K , подходящим для всех $\beta > 0$ будет являться $K = 2$

Поэтому, чтобы использовать RRC-импульсы в качестве формы спектра поднесущих сигнала RRC-OFDM, необходимо удвоить количество спектральных

выборки при вычислении ДПФ, сохранив при этом постоянную частоту дискретизации сигнала, что означает удвоение длительности сигнала во временной области. Стоит отметить, что более длинные импульсы во временной области могут быть переданы частично, поскольку на краях они близки к нулю.

Для генерации сигнала RRC-SEFDM соседние поднесущие должны быть сближены. Это означает, что длина символа должна быть уменьшена до значения α / T , где $0 < \alpha < 1$ - коэффициент частотного уплотнения и $\alpha = 1$ соответствует сигналам RRC-OFDM. Рекомендуется, чтобы значение αK было целым числом, чтобы сохранить алгоритм, а также целые числа будут удобны для реализации алгоритма приема. Блок-схема SEFDM-технологии на основе использования базиса импульсов типа «приподнятый косинус» представлена на рисунке 1.11. Стоит отметить, что в качестве базиса может выступать базис вейвлет-функций [51].

Способ формирования SEFDM сигнала, основанный на паре операций ОБПФ-БПФ размерностью $N/2$ и наборе фильтров, был впервые предложено в [48]. В [44] был представлен менее затратный в вычислительном отношении способ, основанный на дискретном косинусном преобразовании. Представленные системы аналогичны в случае действительных символов модуляции OFDM модулятору, что уже не предполагает использование в них высокопозиционной модуляции. Данный факт ставит под сомнение превосходство предложенных схем над классической OFDM технологией с точки зрения спектральной эффективности.

Поэтому необходимо рассматривать схемы неортогонального частотного мультиплексирования, которые способны работать с многопозиционной модуляцией для передачи большего объема данных, чем системы OFDM и занимающие эквивалентную полосу пропускания. Концептуальная блок-схема реализации аналогового передатчика на основе SEFDM технологии изображена на рисунке 1.12. Однако она становится слишком сложной при достаточно большом количестве поднесущих частот (N) SEFDM символа. Следовательно, следует рассмотреть альтернативные способы формирования сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования.

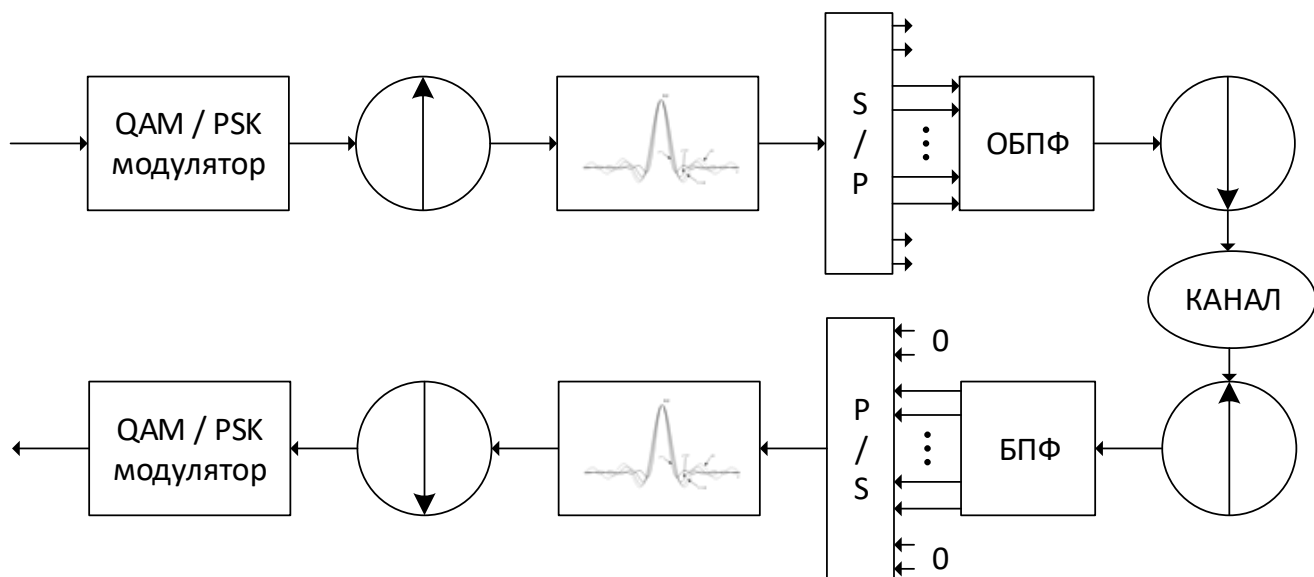


Рисунок 1.11 Блок-схема SEFDM-технологии на основе использования базиса импульсов типа «приподнятый косинус»

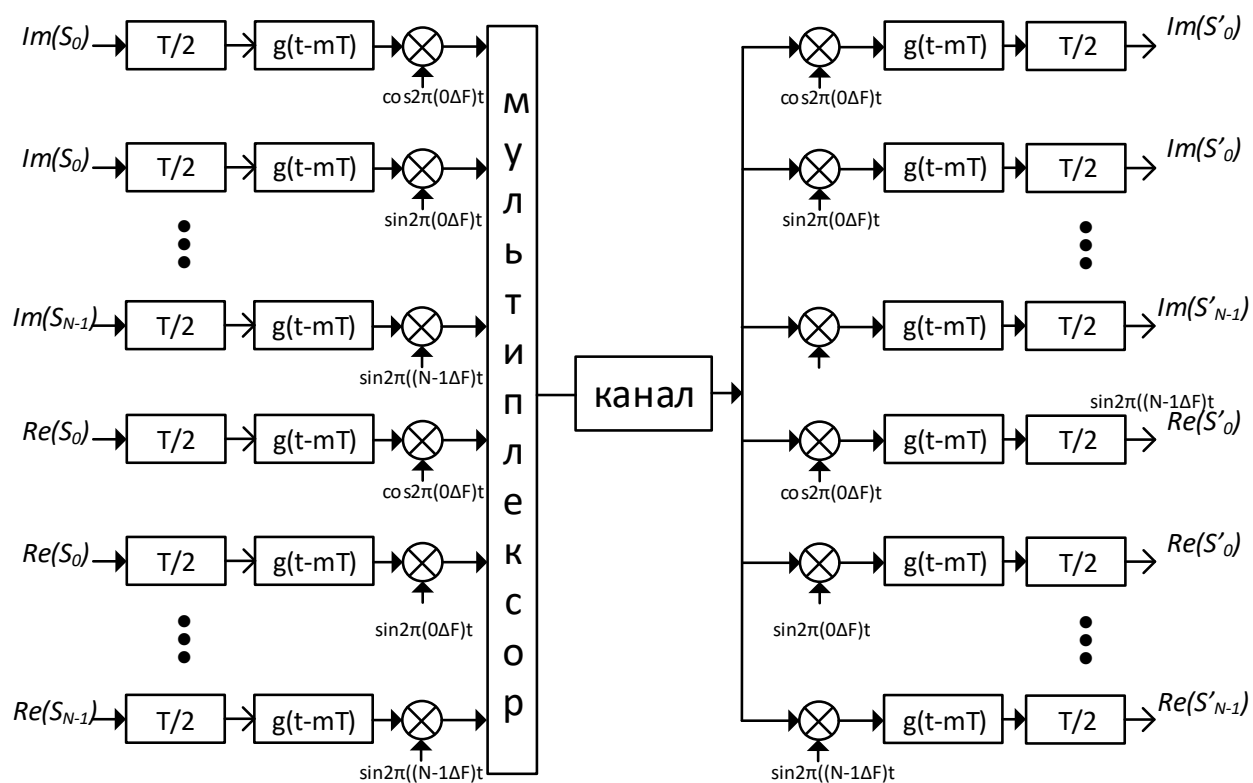


Рисунок 1.12 Концептуальная блок-схема аналогового приемопередатчика

Возможные решения для SEFDM передатчика можно разделить на две основные категории: передатчики на основе дробного преобразования Фурье (ДрПФ) и передатчики на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

По аналогии с классическим передатчиком OFDM, который использует обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ), для генерации сигнала SEFDM используется алгоритм обратного ДрПФ (ОДрПФ). Алгоритм ДрПФ подробно описан в [52]. При этом k -й выход ОДрПФ может быть выражен как:

$$x_k(\alpha) = \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{2\pi jkn\alpha/N}, \quad (1.20)$$

так что ОДПФ является ОДрПФ для $\alpha = 1$.

Матрица ОДрПФ может быть выражена как:

$$F_{\alpha}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \zeta^{\alpha} & \dots & \zeta^{\alpha(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \zeta^{\alpha(N-1)} & \dots & \zeta^{\alpha(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}, \quad (1.21)$$

с $\zeta = e^{2\pi j/N}$. Из вышеизложенного ясно, что выборки SEFDM сигнала во временной области в пределах периода передачи T могут быть получены как результат умножения вектора входных данных на матрицу ОДрПФ, т.е. $F_{\alpha}^{-1}S$.

Привлекательность алгоритма ДрПФ заключается в существовании эффективных быстрых алгоритмов для его вычислений [53], требующих $20N \log_2 N$ операций. В отличие от алгоритмов Radix-2, используемых в стандартных реализациях БПФ[54], данный алгоритм предполагает увеличение операций в 4 раза по сравнению с БПФ. Несмотря на это, порядок сложности быстрого ДрПФ по-прежнему равен $N \log_2 N$ и не зависит от α [55].

Впервые ОДПФ был использован для генерации неортогональных сигналов FDM для системы OQAM OFDM в [44]. Автор предложил реализацию системы через половинную длину символа OFDM, т.е. N пар ОДПФ-ДПФ. Кроме того, для дальнейшего снижения сложности пара ОДПФ - ДПФ была заменена

соответствующими реализациями ОБПФ-БПФ. Аналогичная концепция была позже принята в системах FOFDM (Fast-OFDM), т.е. M-PAM SEFDM с $\alpha = 0,5$. В работе [42] показано, что для действительных входных данных ОБПФ генерирует симметричные выходные данные, половина отсчетов символа FOFDM была отброшена перед передачей. Усечение выходного сигнала ОБПФ привело к тому, что передаваемый сигнал занял меньшую полосу пропускания. Такой же подход был также принят в [44] для передачи систем SEFDM с произвольным α (рисунок 1.13).

В [48] представлены варианты реализации ОДПФ для генерации сигналов SEFDM, где α равно рациональному числу, т. е. $\alpha = \frac{b}{c}$, где $b < c$ и оба числа являются целыми простыми числами. Примечательно, что в этом случае, согласно [52], ДрБПФ легко сводится к ДПФ большей размерности. В частности, ОДрПФ для системы SEFDM с N несущими определяется выражением:

$$x_k \left(\frac{b}{c} \right) = \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{2\pi j k \left(\frac{b}{c} \right) \alpha / N}. \quad (1.22)$$

Полагая $N' = cN$ и добавляя $cN - N$ нулей к сумме в предыдущем выражении, уравнение (1.22) сводится к:

$$x_k \left(\frac{b}{c} \right) = \sum_{n=0}^{cN-1} S_{(np)} e^{2\pi j k (np) \alpha / N}, \quad (1.23)$$

где p — целое число, выбранное так, что $(pb) \bmod (N') = 1$, где $\{\cdot\} \bmod \{\cdot\}$ обозначает оператор по модулю 2. Это эквивалентно $pb / N' = p + 1 / N'$, где p — целое число. Следовательно, уравнение (1.23) сводится к виду:

$$x_k \left(\frac{b}{c} \right) = \sum_{n=0}^{cN-1} S_{(np)} e^{2\pi j kn \frac{pb}{N'}} = \sum_{n=0}^{cN-1} S_{(np)} e^{2\pi j \frac{kn}{cN}}. \quad (1.24)$$

Очевидным выбором для p является $p = \frac{1}{b}$ [44], так что $(pb) \bmod (cN) = 1$.

Такое ОБПФ может быть вычислено с помощью БПФ с использованием Radix-2 алгоритма за $5cN \log(cN)$ операций с плавающей точкой [52].

Кроме того, поскольку требуются только первые N выходов ОДПФ, вычислительная сложность соответствующего ОБПФ в конечном итоге снижается до $5cN \log(N)$ операций, т. е. в c раз меньше, чем при реализации ОБПФ передатчика OFDM равного размера.

Численный пример может быть следующим: рассмотрим систему SEFDM с $N = 16$ несущими и $\alpha = 5/6$. Передаваемый сигнал SEFDM может быть сгенерирован с помощью ОДПФ длиной $N = 6 \times 16 = 96$, таким образом модулированные отсчеты передаваемых данных будут соответствовать позициям 0, 6, 12, . . . , 90 индексированных входных данных, при этом остальные отсчеты входного массива будут заполнены нулями. Затем выходные данные ОДПФ усекаются, таким образом, что передаются только первые $N = 16$ отсчетов.

В работе [48] представлены две модификации описанного выше алгоритма. Во-первых, было показано, что сигнал SEFDM с N поднесущими может быть сгенерирован с использованием $N\alpha = cN \frac{1}{b}$ ОДПФ преобразований, в предположении, что N является целым числом. Основное преимущество по сравнению с предыдущей концепцией заключается в том, что используемая размерность ОДПФ в b раз меньше, что и приводит к снижению вычислительной сложности. Во-вторых, предлагается использовать несколько ОДПФ меньшего размера в сочетании с некоторой постобработкой, что приводит к дальнейшему снижению сложности.

На рисунке 1.14 показаны возможные передатчики SEFDM на основе одиночных ОДПФ длины cN (рисунок 1.14а) и $\frac{N}{\alpha} = \frac{cN}{b}$ (рисунок 1.14б).

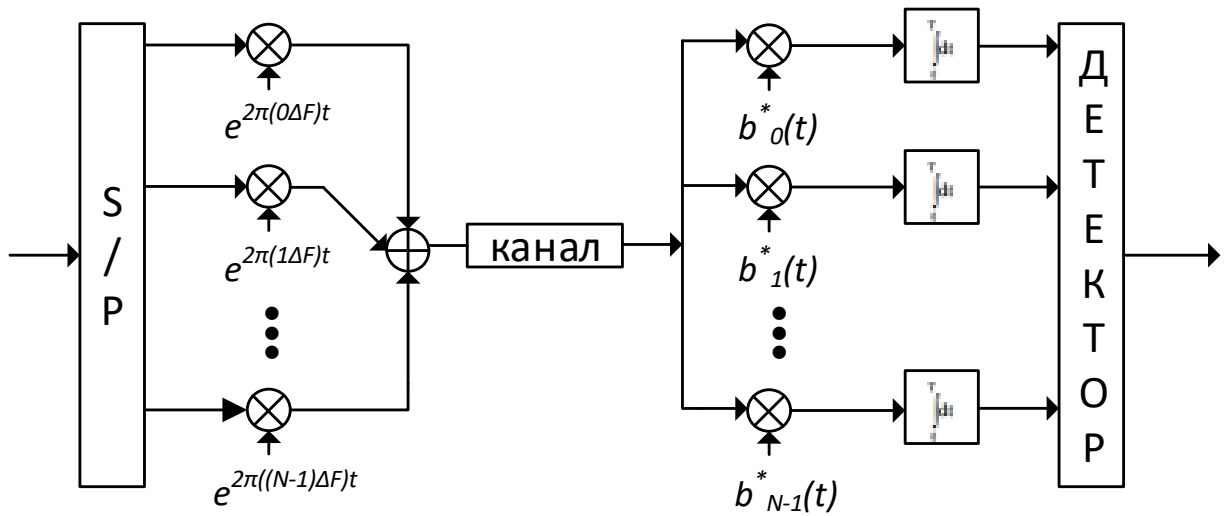


Рисунок 1.13 Блок-схема преемопередатчика SEFDM сигналов

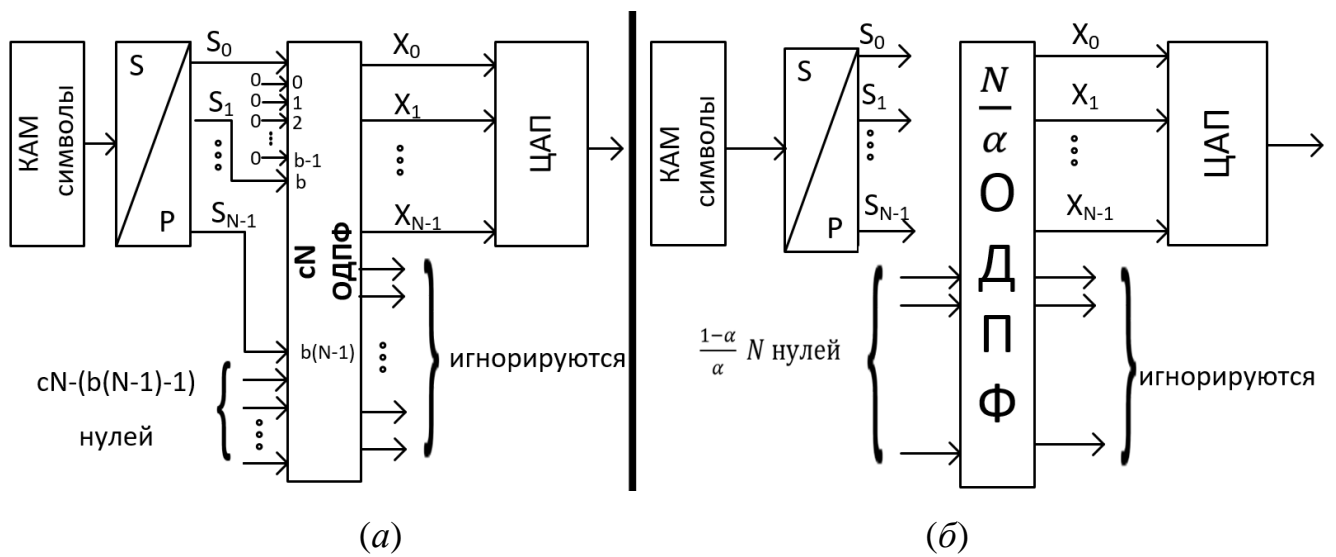


Рисунок 1.14 Преемопередатчик SEFDM на основе одиночного ОДПФ (а – размерность ОДПФ cN , б – размерность – N/α)

1.3 Сравнительный анализ различных технологий формирования спектрально-эффективных сигналов с частотным мультиплексированием

Целесообразно провести сравнение рассмотренных сигналов с частотным мультиплексированием, использующих при формировании и обработке различные технологии, по нескольким критериям: спектральная эффективность, вычислительные затраты на один квадратурный символ, помехоустойчивость системы связи в гауссовском канале.

Для этого в среде Matlab было проведено имитационное моделирование сигналов, использующих OFDM, FBMC, UFMC и SEFDM технологии, а также систем передачи данных на их основе [56; 57]. Рассматривались сигналы с одинаковым количеством поднесущих частот (256) и одинаковым числом отсчетов для преобразования Фурье (512).

Спектральная эффективность сигналов, вычисляется по формуле:

$$CE = R_b / B, \quad (1.25)$$

где R_b – битовая скорость передачи данных (бит/с), B – эффективная ширина спектра сигнала (Гц).

Рассчитанные значения спектральной эффективности исследуемых сигналов в единицах спектральной эффективности обычного OFDM-сигнала представлены в таблице 1. Видно, что спектральная эффективность всех рассматриваемых сигналов больше, чем у OFDM, а наибольшая наблюдается у сигналов, использующих SEFDM технологию.

Выигрыш в спектральной эффективности технологий UFMC и FBMC по сравнению с технологией OFDM достигается во временной области за счет возможности не передавать циклический префикс и тем самым повысить скорость передачи информационных данных. Однако, использование в технологии UFMC дополнительной фильтрации увеличивает длину символов по сравнению с длиной символов FBMC и тем самым снижает скорость передачи информационных данных.

Таблица 1 - Сравнительная таблица спектрально эффективных сигналов

	OFDM	FBMC	UFMC	SEFDM				
				$\alpha=0,9$	$\alpha=0,8$	$\alpha=0,7$	$\alpha=0,6$	$\alpha=0,5$
Вычислительные затраты, операций	1792	12288	11776	1792	1792	1792	1792	1792
Спектральная эффективность	1	1.15	1.11	1.11	1.25	1.43	1.67	2
Пик-фактор, дБ	7.8	7.8	6.9	7.8	7.7	7.6	7.6	7.8
EVM, %	0	0	0	33.5	50.1	66.2	83.1	98.8

В технологии FBMC фильтрации подвергается каждая поднесущая, вследствие чего, при длине импульсной характеристики фильтра, равной N отсчетов, возможно перекрытие во временной области $\frac{N-1}{2}$ символов, что исключает необходимость защитных интервалов.

Расширение символа UFMC во временной области зависит от длины весового окна, используемого для формирования поддиапазонных фильтров: чем больше длина весового окна, тем больше расширение UFMC-символа во временной области.

Для SEFDM сигналов выигрыш в спектральной эффективности получается за счет сужения спектра сигнала с нарушением ортогональности поднесущих (выигрыш в спектральной эффективности прямо пропорционален коэффициенту сужения спектра α). Однако для обеспечения работы при условии многолучевого распространения сигнала для данного типа сигналов необходимо добавлять защитные интервалы, использование которых уменьшает итоговую спектральную эффективность.

В работе также исследовалась такая характеристика полученных сигналов, как пик-фактор. Это связано с тем, что слишком высокий пик-фактор подаваемого на усилитель сигнала может привести к его амплитудному ограничению, появлению внутрисполосных искажений и внеполосного излучения, а также к перегреву или даже выходу из строя силового транзистора.

Пик-фактор сигнала определяется соотношением:

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x(t)|^2}{\left\langle \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |x(t)|^2 dt \right\rangle}, \quad (1.26)$$

где $x(t)$ – изменение огибающей сигнала, $\langle \rangle$ – оператор усреднения по времени. Средний пик-фактор FBMC-сигнала составляет 7.8 дБ, UFMC – 6.9 дБ. Пик-фактор сформированных SEFDM сигналов практически не зависит от степени сжатия спектра. Средний пик-фактор полученных сигналов составляет 7.7 дБ. OFDM сигнал с аналогичными параметрами имеет пик-фактор 7.6 дБ. Среднее значения пик-факторов также приведены в таблице 1. Гистограммы распределения пик-факторов символов спектрально эффективных сигналов со многими несущими показаны на рисунке 1.15.

Количественным параметром, характеризующим внутриполосные искажения сигнала, является модуль вектора ошибки (EVM). Он показывает деформацию сигнального созвездия (в процентном соотношении) и характеризует изменение сигнала во временной области:

$$EVM = 100 * \sqrt{\frac{P_{ошиб}}{P_{эталон}}} = 100 * \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N [(I_{вх} - I_{вых})^2 + (Q_{вх} - Q_{вых})^2]}{\sum_{n=1}^N (I_{вх}^2 + Q_{вх}^2)}}, \quad (1.27)$$

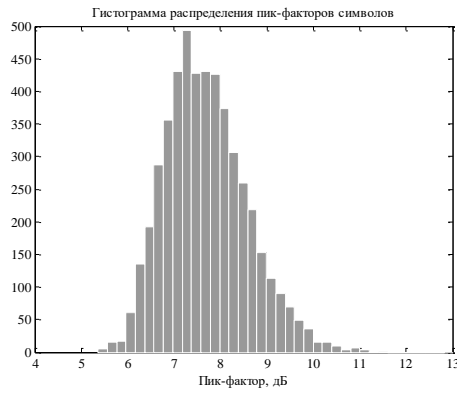
где $I_{вх}, I_{вых}, Q_{вх}, Q_{вых}$ – квадратуры сигнального созвездия на входе и выходе устройства. Для SEFDM сигнала с модуляцией QPSK, созвездия которого для случаев $\alpha = 0.9$ и $\alpha = 0.6$ представлены на рис, параметр EVM составил 33,5%, и 83,1% соответственно. Сигнальные созвездия данных сигналов представлены на рисунке 1.16. Видно, что наличие интерференции между поднесущими частотами в SEFDM-сигналах проявляется в «размытии» сигнального созвездия принимаемого сигнала.

Помимо основных параметров сигналов в работе анализировалась помехоустойчивость системы связи, использующей данные сигналы, при прохождении через канал с аддитивным белым гауссовским шумом.

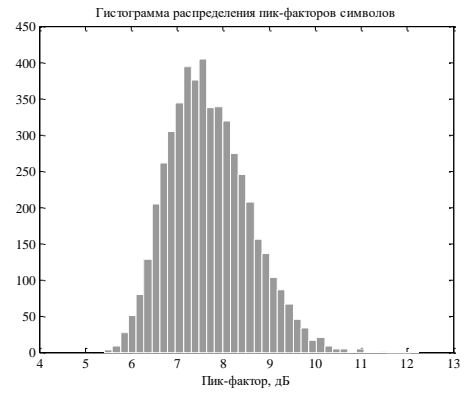
Сравнительный анализ проводился с помощью статистического моделирования на основе применения метода Монте Карло. Полученные кривые помехоустойчивости – зависимость вероятности битовой ошибки (BER) от отношения сигнал/шум (SNR) для различных синтезированных технологий представлены на рисунке 1.17. Здесь кривая 1 соответствует модели системы связи, использующей OFDM технологию, кривая 2 – UFMC технологии, кривая 3 – FBMC технологии, кривые 4-7 – SEFDM технологии с коэффициентом сужения спектра $\alpha = 0.9$, $\alpha = 0.8$, $\alpha = 0.7$, $\alpha = 0.6$, соответственно. Из графиков видно, что кривые, соответствующие сигналам, основанным на банках фильтров (FBMC и UFMC), полностью совпадают с кривыми, полученными для OFDM сигналов. Кривые для SEFDM сигналов уже не совпадают с теоретической кривой для OFDM модуляции.

При увеличении коэффициента сжатия спектра α заданный уровень ошибки достигается при большем отношении сигнал/шум или не достигается вообще. Так, для $\alpha = 0,9$ уровень ошибки 10^{-6} достигается при отношении сигнал/шум, на 2 дБ больше, чем при одночастотной модуляции, при $\alpha = 0,8$ на 7 дБ, а при коэффициенте α меньше, либо равном 0,7 уровень ошибки 10^{-6} не достигается вообще и на кривой помехоустойчивости образуется «плато». Все это подтверждает неортогональность выбранных базисов для данных сигналов и говорит об ощутимом влиянии межканальной интерференции на этапе их детектирования[58; 59].

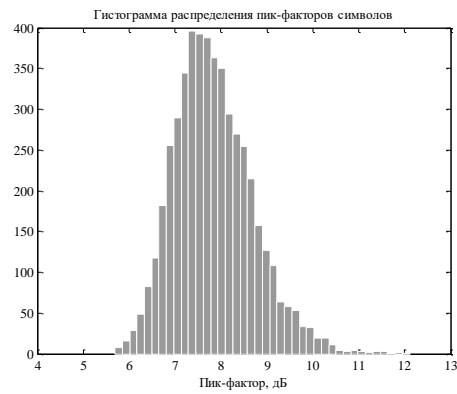
Также в таблице 1 приведены рассчитанные вычислительные затраты (число комплексных умножений) на формирование одного квадратурного символа при использовании различных технологий. Видно, что формирование OFDM и SEFDM символов характеризуется одинаковой вычислительной сложностью, а формирование символов на основе банков фильтров требует на порядок больше расчётных операций.



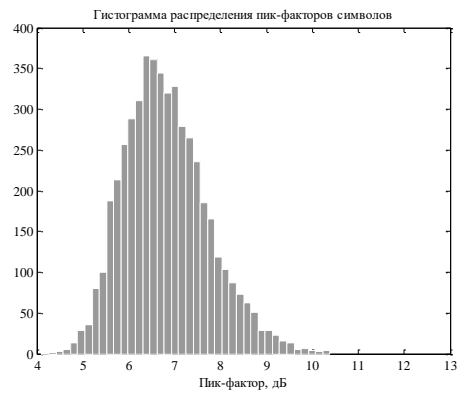
(а)



(б)

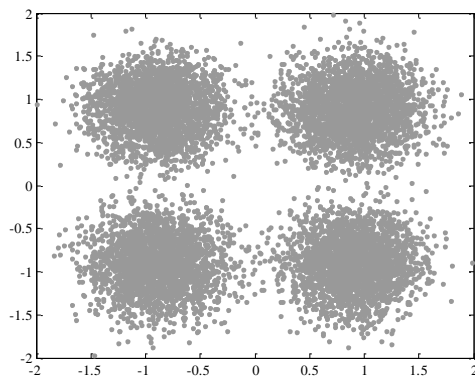


(в)

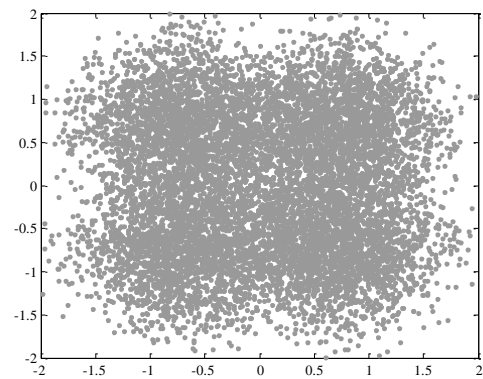


(г)

Рисунок 1.15 Гистограммы распределения пик-факторов спектрально эффективных FDM– сигналов (а – OFDM, б- SEFDM, в- FBMC, г- UFMC сигналы)



(а)



(б)

Рисунок 1.16 Влияние интерференции между поднесущими частотами на сигнальное созвездие QPSK сигнала (а – $\alpha = 0.9$, б – $\alpha = 0.6$).

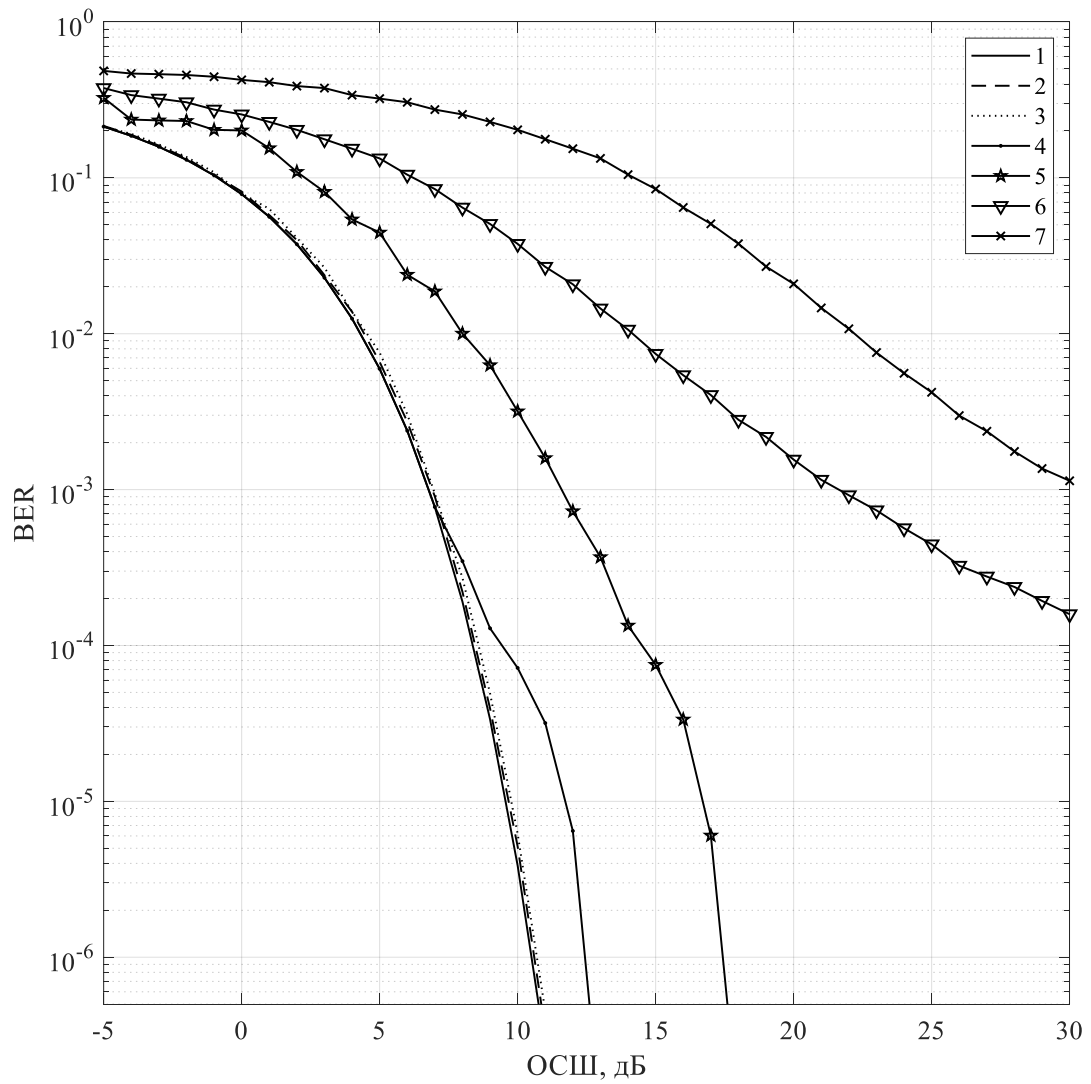


Рисунок 1.17 Кривые помехоустойчивости в канале с аддитивным белым гауссовским шумом: 1 – OFDM, 2 – UFMC, 3 – FBMC, 4 - 7 – SEFDM $\alpha = 0.9$; $\alpha = 0.8$; $\alpha = 0.7$; $\alpha = 0.6$.

Выводы к главе 1

- Применение банков фильтров (FBMC) и универсальной фильтрации подполос (UFMC) для сигналов с частотным мультиплексированием позволяет увеличить их спектральную эффективность на 10-15% без ухудшения помехоустойчивости системы связи, использующей данные сигналы. Однако вычислительная сложность формирования сигнала при этом увеличивается на порядок.
- Технология формирования сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования (SEFDM) обладает аналогичной для OFDM-технологии вычислительной сложностью, позволяя увеличить спектральную эффективность сигнала до 2 раз. Однако из-за нарушения ортогональности поднесущих частот и появления интерференции между ними помехоустойчивость систем связи, использующих данные сигналы значительно ухудшается.
- Требуется разработка алгоритмов детектирования сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования, позволяющих снизить влияние интерференции между поднесущими частотами сигнала на помехоустойчивость системы связи.

ГЛАВА 2. МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ НЕОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ ДЛЯ КАНАЛОВ С ГАУССОВСКИМ ШУМОМ

2.1 Методы демодуляции сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования

Обеспечение шумовой белизны на выходе демодулятора требует проецирования принятого сигнала на ортонормированную базу, которая охватывает то же векторное пространство, что и передающие поднесущие SEFDM сигнала. Обычно для синтеза структуры приемника используется классический метод ортонормализации Грамма-Шмидта (ОГШ)[60]. Хотя структура ОГШ кажется очень простой, она работает достаточно неэффективно даже для небольшого числа поднесущих частот из-за большой ошибки округления. Чтобы справиться с этим эффектом, используются другие методы, такие как модифицированный метод ортонормализации Грамма-Шмидта (МОГШ) и его итеративная версия (ИМОГШ)[61]. Оба алгоритма обеспечивают более высокую точность ортонормирования.

В качестве альтернативы реализациям ОГШ часто применяется симметричная ортонормализация Лоудина. Этот метод обеспечивает большее сходство, в смысле наименьших квадратов [62], между ортонормированными функциями и передающими несущими SEFDM сигнала.

Рассмотрим процедуру классической ортонормализации Грамма-Шмидта. Пусть имеется набор из N линейных независимых, но не ортогональных векторов $[v_1, v_2, \dots, v_N]$, составляющих базу комплексного векторного пространства. ОГШ генерирует ортонормированную базу из N векторов $[u_1, u_2, \dots, u_N]$ после итеративного процесса: начальный вектор u_1 новой базы получается с помощью выражения:

$$u_1 = \frac{v_1}{\|v_1\|_2}, \quad (2.1)$$

где $\|\cdot\|$ обозначает евклидову норму. Затем u_2 вычисляется путем вычитания из v_2 его проекции на u_1 и последующей нормировки по норме результирующего вектора:

$$\begin{aligned} u_2' &= v_2 - \langle v_2, u_1 \rangle u_1 \\ u_2 &= \frac{u_2'}{\|u_2'\|_2} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Затем этот процесс повторяется до тех пор, пока не будут сгенерированы все N ортонормированных векторов. N -й вектор определяется выражением:

$$\begin{aligned} u_N' &= v_N - \sum_{i=1}^{N-1} \langle v_N, u_i \rangle u_i \\ u_N &= \frac{u_N'}{\|u_N'\|_2} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Необходимо отметить, что в ОГШ число генерируемых ненулевых или ортонормальных векторов равно числу линейно независимых векторов исходного набора. Кроме того, ортонормированная база ОГШ не уникальна, поскольку ее результат зависит от выбора первого вектора v_1 . Следовательно, для каждой перестановки векторов исходной базы ОГШ приводит к получению абсолютно другой ортонормированной базы. Таким образом, можно сделать вывод о практической неприменимости процедуры ортонормализации Грамма-Шмидта SEFDM символов на приемной стороне.

Рассмотрим другие способы построения детекторов сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования.

Внутрисимвольная интерференция, возникающая из-за сокращения частотного разноса Δf между поднесущими SEFDM, не позволяет использовать вычислительно простой алгоритм, подобно алгоритмам для демодуляции OFDM сигналов. Задача оптимального обнаружения SEFDM представляет собой

неполиномиальную сложную комбинаторную задачу. Следовательно, его решение основано на исчерпывающем поиске по множеству всех возможных гипотез, т. е. по множеству передаваемых символов SEFDM, которое экспоненциально возрастает с ростом числа поднесущих N и ростом размерности созвездия M . Поэтому способ решить эту проблему – использование субоптимальных методов линейного обнаружения.

2.1.1 Детектор методом обращения в нуль незначащих коэффициентов

Принятый SEFDM сигнал описывается линейной статистической моделью:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}\mathbf{S} + \mathbf{W}, \quad (2.4)$$

где \mathbf{Y} — вектор статистики размерностью $N \times 1$, \mathbf{S} — вектор $N \times 1$ символов передачи, которые принимают значения в дискретном алфавите Q^N , \mathbf{F} — матрица $N \times N$ поднесущих SEFDM, каждый элемент которой определяется как $\exp(j2\pi kn\alpha / N)$, и \mathbf{W} является вектором $N \times 1$ шумовых переменных на выходе корреляторов приемника.

Обнаружение SEFDM максимального правдоподобия сводится к задаче минимизации LS:

$$\min \|\mathbf{R} - \mathbf{F}^*\mathbf{F}\mathbf{S}\|_2^2, \quad \mathbf{S} \in Q^N. \quad (2.5)$$

где \mathbf{F}^* — матрица аналогичная обратной к матрице поднесущих SEFDM, каждый элемент которой определяется как $\exp(-j2\pi kn\alpha / N)$,

Без потери общности множество Q^N может быть дополнительно ограничено включением только целых чисел. Следовательно, метод обращения в нуль незначащих коэффициентов (Zero Forcing, ZF) состоит из двух шагов: во-первых, задача упрощается путем исключения входного ограничения:

$$\min \|\mathbf{R} - \mathbf{F}^*\mathbf{F}\mathbf{S}\|_2^2 \Leftrightarrow \mathbf{R} = \mathbf{F}^*\mathbf{F}\mathbf{S} = \mathbf{C}\mathbf{S}, \quad (2.6)$$

где $\mathbf{C} = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{F}$ – матрица взаимной корреляции между поднесущими. Тогда решение \mathbf{S} задачи без ограничений равно:

$$\tilde{\mathbf{S}} = \mathbf{C}^{-1}\mathbf{R} = \mathbf{C}^{-1}(\mathbf{C}\mathbf{S} + \mathbf{W}) = \mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}\mathbf{S} + \mathbf{C}^{-1}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{W}, \tilde{\mathbf{S}} \in R^N. \quad (2.7)$$

где R^N – множество всех возможных реальных N -кортежей.

Наконец, $\tilde{\mathbf{S}}$ округляется до ближайшего целого числа, так что решение $\tilde{\mathbf{S}}$ исходной задачи уравнения методом обращения в нуль незначущих коэффициентов определяется выражением:

$$\tilde{\mathbf{S}}_{ZF} = \lfloor \mathbf{C}^{-1}\mathbf{R} \rfloor = \lfloor \mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}\mathbf{S} + \mathbf{C}^{-1}\mathbf{F}^*\mathbf{W} \rfloor, \tilde{\mathbf{S}} \in Z^N, \quad (2.8)$$

где Z^N — множество целых N -кортежей, а $\lfloor \cdot \rfloor$ обозначает оператор среза.

Несмотря на свою полиномиальную сложность, в основном определяемую обращением матрицы \mathbf{C} , то есть $O(N^3)$, производительность метода обращения в нуль незначущих коэффициентов квазиоптимальна. В то время как ZF детектор устраняет интерференцию, поскольку преобразует \mathbf{C} в единичную матрицу, он умножает вектор шума на обратную матрицу \mathbf{C}^{-1} . В результате шумовой эффект может быть чрезмерно увеличен в зависимости от \mathbf{C} . В частности, по мере того, как собственные числа матрицы \mathbf{C} или, что аналогично, его определитель, становятся очень маленькими, начинается увеличение дисперсии шума и как следствие ухудшение характеристик схемы обнаружения.

Наконец, другим ограничением этого метода является требование наличия матрицы, обратной к \mathbf{C} , которая в случае SEFDM численно единственная и, следовательно, необратимой по мере увеличения числа несущих и/или уменьшения их частотного разделения.

2.1.2 Детектор, минимизирующий среднеквадратичную ошибку

Для устранения эффекта усиления шума в методе обращения в нуль незначущих коэффициентов, используется линейное детектирование по методу минимизации среднеквадратичной ошибки (Minimum Mean Squared Error, MMSE).

Данный метод определяется следующей оптимизационной задачей:

$$\min \langle (\mathbf{S} - \tilde{\mathbf{S}})^2 \rangle, \quad \mathbf{S} \in Q^N, \quad (2.9)$$

где $\tilde{\mathbf{S}}$ – оценка MMSE, а $\langle \cdot \rangle$ – математическое ожидание. Игнорируя ограничение $\mathbf{S} \in Q^N$, уравнение (2.9) сводится к:

$$\min \langle (\mathbf{S} - \tilde{\mathbf{S}})^2 \rangle, \quad (2.10)$$

где $\tilde{\mathbf{S}}$ — решение задачи MMSE без ограничений. Предполагая далее, что \mathbf{S} генерируется после умножения (эквивалентно фильтрации) вектора статистики \mathbf{R} на некоторую матрицу \mathbf{G} , уравнение (2.10) сводится к виду:

$$\min \langle (\mathbf{S} - \mathbf{GR})^2 \rangle. \quad (2.11)$$

В соответствии с принципом ортогональности [63] ошибка неограниченной линейной оценки MMSE не коррелирует с вектором наблюдения \mathbf{R} . Следовательно, должно выполняться следующее условие [64]:

$$\langle \mathbf{R}(\mathbf{S} - \tilde{\mathbf{S}})^H \rangle = 0 \Leftrightarrow \langle \mathbf{RR}^H \rangle \mathbf{G} = \langle \mathbf{RS}^H \rangle. \quad (2.12)$$

Заменив \mathbf{R} на $\mathbf{F}^* \mathbf{FS} + \mathbf{F}^* \mathbf{W}' = \mathbf{CS} + \mathbf{W}$, в соответствии с линейной статистической моделью средние члены уравнения (2.12) сводятся к виду:

$$\begin{aligned}\langle \mathbf{R}\mathbf{R}^H \rangle &= \langle \mathbf{C}\mathbf{S}\mathbf{S}^H\mathbf{C}^H \rangle + \langle \mathbf{W}\mathbf{W}^H \rangle + \langle \mathbf{C}\mathbf{S}\mathbf{N}^H \rangle + \langle \mathbf{W}\mathbf{S}^H\mathbf{C}^H \rangle, \\ \langle \mathbf{R}\mathbf{S}^H \rangle &= \langle \mathbf{C}\mathbf{S}\mathbf{S}^H \rangle + \langle \mathbf{W}\mathbf{S}^H \rangle\end{aligned}\quad (2.13)$$

Матрица \mathbf{C} детерминирована; предполагая, что среднее значение шума $\langle \mathbf{W} \rangle$ равно нулю, а ковариационные матрицы шума и сигнала $\langle \mathbf{W}\mathbf{W}^H \rangle$ и $\langle \mathbf{S}\mathbf{S}^H \rangle$ равны соответственно $\sigma^2\mathbf{I}$ и $\sigma_s^2\mathbf{I}$, получим:

$$\begin{aligned}\langle \mathbf{R}\mathbf{R}^H \rangle &= \mathbf{C}\mathbf{C}^H + \frac{\sigma^2}{\sigma_s^2}\mathbf{I}, \\ \langle \mathbf{R}\mathbf{S}^H \rangle &= \mathbf{C}\end{aligned}\quad (2.14)$$

где σ^2 и σ_s^2 — мощность шума и сигнала соответственно. Из уравнений (2.13) и (2.14) матрица MMSE \mathbf{G} получается как:

$$\mathbf{G} = \mathbf{C}^H \left(\mathbf{C}\mathbf{C}^H + \frac{\sigma^2}{\sigma_s^2}\mathbf{I} \right)^{-1}. \quad (2.15)$$

Следовательно, $\tilde{\mathbf{S}}$ определяется выражением:

$$\tilde{\mathbf{S}} = \mathbf{C}^H \left(\mathbf{C}\mathbf{C}^H + \frac{\sigma^2}{\sigma_s^2}\mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{R}, \quad (2.16)$$

где отношение $\frac{\sigma_s^2}{\sigma^2}$ представляет собой обратную величину отношения мощности сигнала к мощности шума (SNR).

Наконец, чтобы восстановить решение начальной задачи SEFDM с ограничениями уравнения (2.9) оператор среза применяется к результату уравнения (2.16), т.е.:

$$\tilde{\mathbf{S}}_{MMSE} = \left| \mathbf{C}^H \left(\mathbf{C}\mathbf{C}^H + \frac{\mathbf{I}}{SNR} \right)^{-1} \mathbf{R} \right| = \left| \mathbf{C}^H \mathbf{B}^{-1} \mathbf{S} + \mathbf{C}^H \mathbf{B}^{-1} \mathbf{F}^* \mathbf{W} \right|. \quad (2.17)$$

$$\mathbf{V} = \left(\mathbf{C}\mathbf{C}^H + \frac{\mathbf{I}}{SNR} \right),$$

Понятно, что при нулевом шуме в системе MMSE сводится к обнаружению ZF, так как член $\mathbf{C}^H\mathbf{C}\mathbf{C}^H$ равен псевдообращению Мура-Пенроуза [62] матрицы \mathbf{C} . Однако при наличии шума обнаружение MMSE представляет собой частный случай регуляризации по Тихонову, когда член регуляризации динамически адаптируется к уровню шума. Матрица MMSE никогда не бывает сингулярной, и, следовательно, обнаружение MMSE не ограничивается сингулярностью матрицы проекций, как в ZF детекторе.

2.1.3 Выбор оптимального метода обращения матрицы взаимной корреляции между поднесущими частотами

Для SEFDM символа длины N , взаимная корреляция между двумя поднесущими m и n равна:

$$c(m, n) = \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \exp\left(\frac{j2\pi(m-n)\alpha k}{Q}\right) = \frac{1}{Q} \left[\frac{1 - \exp\left(j2\pi\alpha(m-n)\right)}{1 - \exp\left(\frac{j2\pi\alpha(m-n)}{Q}\right)} \right]. \quad (2.18)$$

Это уравнение дает выражение для элементов матрицы взаимной корреляции \mathbf{C} , размером $N \times N$. Если $m = n$, кросс-корреляция представляет собой автокорреляцию, таким образом, матрица \mathbf{C} имеет диагональный вид с диагональными элементами, равными 1, в то время как недиагональные компоненты характеризуют корреляцию между поднесущими. Очевидно, что для OFDM матрица \mathbf{C} представляет собой единичную матрицу.

Результаты работы демодулятора сильно зависят от количества поднесущих. Это связано, в основном, с тем, что матрица \mathbf{C} является плохообусловленной, что и приводит к итоговому усилению шума. По мере роста числа обусловленности матрицы, определяемого как отношение максимального и минимального

сингулярных чисел матрицы, любое решение, основанное на обращении этой матрицы, становится чувствительным к самым малым возмущениям.

Поэтому для детектирования сигналов SEFDM предлагается использовать разложение по усеченному сингулярному значению (TSVD), которое является популярным методом обращения плохо обусловленных матриц. По сути, TSVD представляет собой метод генерации приближенного обратного значения плохо обусловленной матрицы и, следовательно, решает модифицированную задачу наименьших квадратов, которая менее чувствительна к возмущениям. Аппроксимированное обратное вычисляется путем нахождения разложения по сингулярным значениям матрицы аргументов и затем усечения ее небольших сингулярных значений, которые чрезмерно умножают шум. Это достигается путем нахождения сначала SVD-матрицы C , заданной как $C = U\Sigma V$, где U и V - унитарные матрицы, столбцы которых являются собственными векторами CC^* и C^*C соответственно, $\Sigma_\zeta = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_N)$, σ_i - i -тое сингулярное значение матрицы C . Псевдообратное значение C , обозначаемое C_ζ , на основе TSVD определяется как:

$$C_\zeta = V\Sigma_\zeta^{-1}U^*, \quad (2.19)$$

где $\Sigma_\zeta^{-1} = \text{diag}(1/\sigma_1, 1/\sigma_2, \dots, 1/\sigma_\zeta, 0, \dots, 0)$, а ζ является индексом усечения.

Индекс усечения определяет количество ненулевых сингулярных значений и, следовательно, определяет качество сгенерированной матрицы и, следовательно, полученного решения.

В итоге детектор на основе TSVD можно представить в виде:

$$\hat{\mathbf{S}}_{\text{TSVD}} = |C_\zeta \mathbf{R}|. \quad (2.20)$$

На рисунке 2.1 показаны спектры реализаций белого гауссовского шума (БГШ) после БПФ и после умножения на матрицу обратную к матрице C . Результат SVD обращения матрицы (результаты для обращения Мура-Пенроуза, вращения

Гивенса аналогичны) представлен на рис.2.1а, усеченный SVD (TSVD) – на рис.2.1б.

Детектирование сигнала SEFDM можно описать как (2.8). При условии, что $\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}=\mathbf{I}$, получаем необходимость исследования $\mathbf{C}^{-1}\mathbf{F}^*\mathbf{W}$.

Нетрудно показать, что математическое ожидание данного выражения нулевое:

$$m = \langle \mathbf{C}^{-1}\mathbf{F}^*\mathbf{N} \rangle = \mathbf{C}^{-1}\mathbf{F}^* \langle \mathbf{W} \rangle = 0 \quad (2.21)$$

Дисперсия в свою очередь определяется выражением:

$$\sigma^2 = \langle (\mathbf{C}^{-1}\mathbf{F}^*\mathbf{W} - \langle \mathbf{C}^{-1}\mathbf{F}^*\mathbf{W} \rangle)^2 \rangle = \langle \mathbf{C}^{-1}\mathbf{F}^*\mathbf{W}\mathbf{C}^{-1*}\mathbf{F}^*\mathbf{W}^* \rangle$$

$$\mathbf{W}_i = \sum_{k=1}^N \sum_{n=1}^N \mathbf{C}_{ik}^{-1} \mathbf{C}_{in}^{-1*} \mathbf{F}_{kl}^* \mathbf{F}_{nm} \sum_{l=1}^N \sum_{m=1}^N \langle \mathbf{W}_l \mathbf{W}_m^* \rangle \quad (2.22)$$

Можно примерно оценить относительное увеличение дисперсии шума после преобразований (то есть отношение между дисперсией шума после умножения на обратную к матрице \mathbf{C} и дисперсией шума только после БПФ). На рисунке 2.2 показаны оценки увеличения дисперсии шума при длине БПФ = 32 отсчета (при классическом ZF детекторе).

Кривая 1 соответствует применению SVD для обращения матрицы \mathbf{C} , кривые 2-4 – применению методов Мура-Пенроуза, Гивенса и TSVD соответственно.

Таким образом видно, что при уменьшении α свыше 0,9 получаем увеличение итоговой дисперсии шума на выходе демодулятора на 60 дБ и выше для таких методов обращения, как SVD, Мура – Пенроуза и Гивенса.

Из графиков видно, что для метода TSVD получаем не такое значительное увеличение дисперсии шума. Но при этом, стоит отметить, что число обусловленности матрицы $\mathbf{C}_\xi \mathbf{C}$ перестает быть равным 1 после $\alpha = 0.93$ (для размерности БПФ 32 отсчета) и резко, скачкообразно возрастает до значений $\sim 2^{16}$. Из-за того, что в случае усеченного SVD имеем неравенство $\mathbf{C}_\xi \mathbf{C} \neq \mathbf{I}$ получаем ошибки в детектировании, но небольшое усиление дисперсии шума.

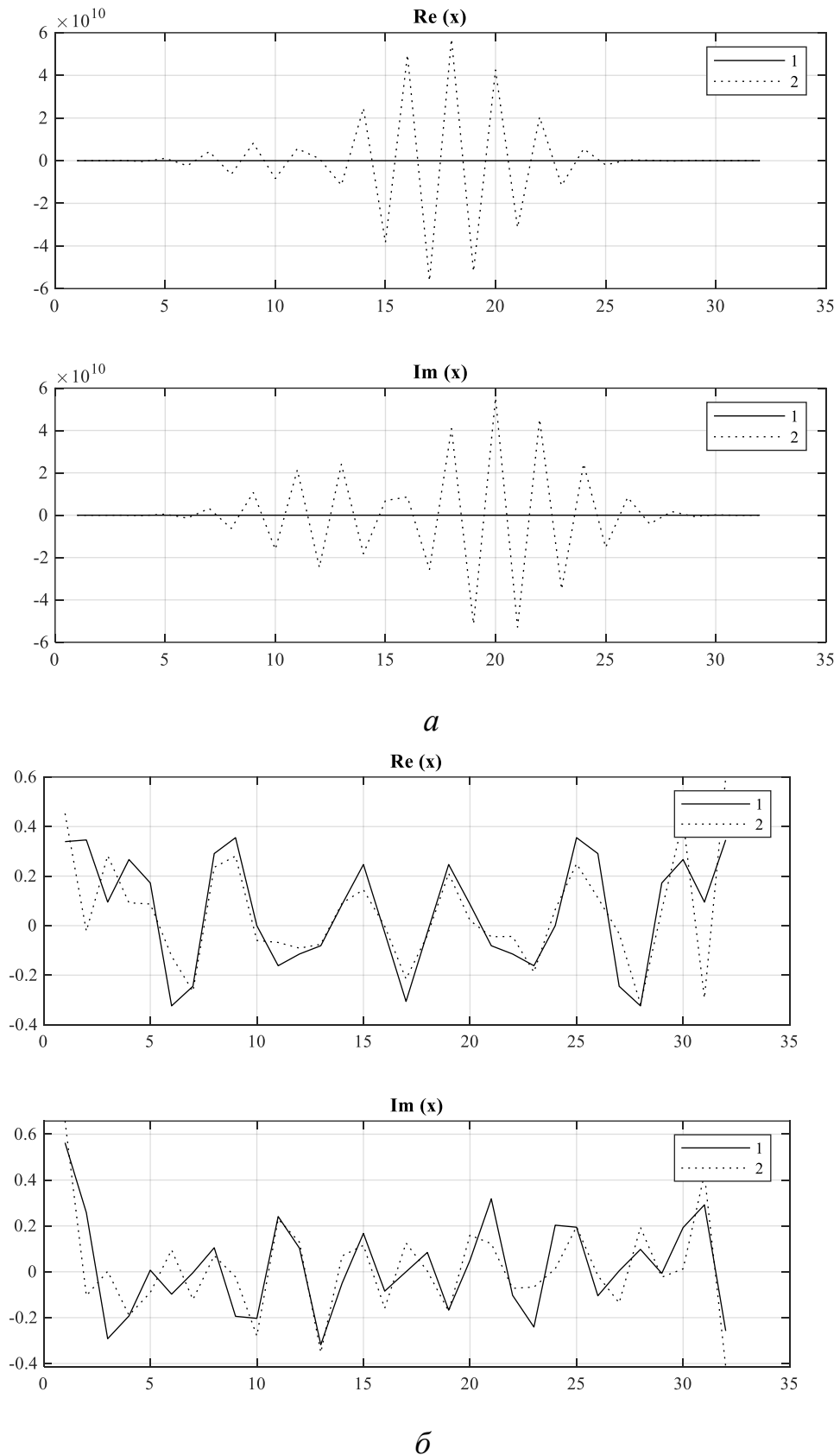
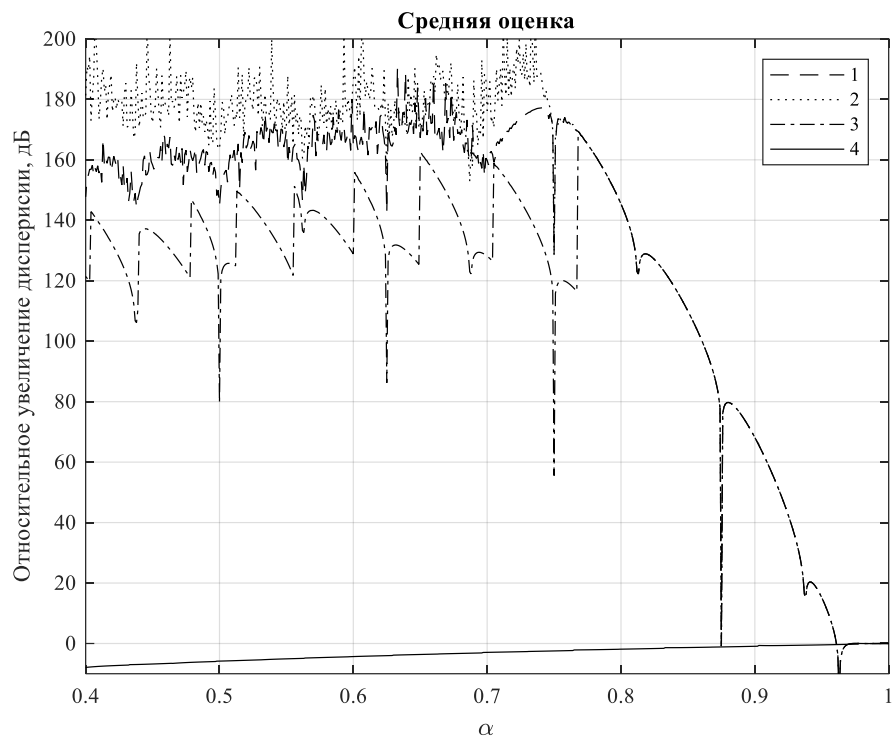
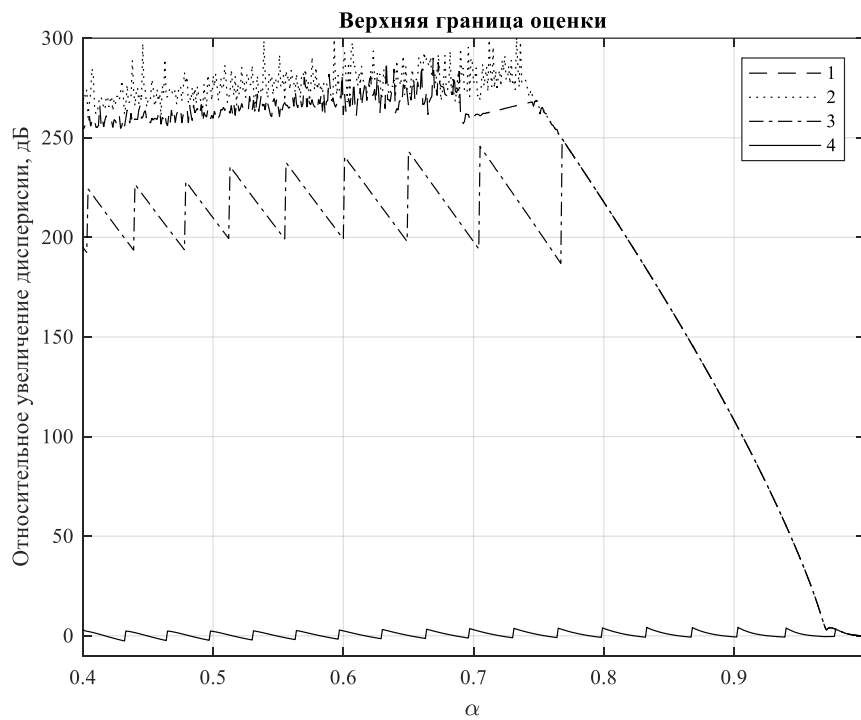


Рисунок 2.1 Реализации БГШ: 1 – непосредственно реализация; 2 – результат после БПФ и умножения на матрицу обратную к матрице \mathbf{C} (a - применение SVD, b – применение TSVD)



а



б

Рисунок 2.2 Зависимость оценок увеличения дисперсии шума от коэффициента сжатия.

1 – применение SVD, 2 – Мура-Пенроуза, 3 – Гивенса, 4 – TSVD

Наглядно проигрыш в ОСШ в точке приема (по критерию EVM) без добавления аддитивного шума проиллюстрирован на рисунке 2.3.

В случае использования обращения на основе дополнений Шура:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{U} \\ \mathbf{V} & \mathbf{B} \end{bmatrix}; S \triangleq \mathbf{B} - \mathbf{V}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{U}. \quad (2.23)$$

Если $\exists \mathbf{C}^{-1} \Rightarrow \exists \mathbf{A}^{-1} \ \& \ \exists \mathbf{S}^{-1}$:

$$\mathbf{C}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^{-1} + \mathbf{A}^{-1}\mathbf{U}\mathbf{S}^{-1}\mathbf{V}\mathbf{A}^{-1} & -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{U}\mathbf{S}^{-1} \\ -\mathbf{S}^{-1}\mathbf{V}\mathbf{A}^{-1} & \mathbf{S}^{-1} \end{bmatrix}. \quad (2.24)$$

Для количественной оценки влияния методов обращения матрицы \mathbf{C} на итоговую работу системы связи с сигналами на основе неортогонального частотного мультиплексирования предложено использовать такую характеристику, как проигрыш в помехоустойчивости по фиксированному уровню ошибки по сравнению с классическими OFDM системами.

На рисунках 2.4 и 2.5 показаны значения проигрыша в помехоустойчивости в дБ SEFDM сигналов с различными α по уровню ошибки 10^{-3} для различных методов обращения матрицы \mathbf{C} (SVD, TSVD, Мура-Пенроуза, Шура, Гивенса, Грамма-Шмидта, Хаусхолдера) по сравнению с OFDM модуляцией в случаях использования ZF и MMSE детекторов соответственно. Как видно из полученных результатов использование метода обращения в нуль незначущих коэффициентов дает значительный проигрыш в требуемом ОСШ для достижения одинаковой битовой ошибки. Это объясняется тем, что решение, основанное на обращении матрицы, становится чувствительным к самым малым возмущениям для различных методов псевдообращения матрицы. Метод усеченного сингулярного разложения в этом случае значительно превосходит другие. В случае MMSE детектора итоговый проигрыш не превышает 2 дБ для $\alpha \geq 0.5$. Стоит отметить, что в (2.17) использовались истинные значения отношения сигнал/шум, а не их оценки.

Из графиков видно, что при применении классических алгоритмов обращения матрицы взаимной корреляции для ZF-детектора приводит к значительному увеличению (до 100-150 дБ) дисперсии шума на его выходе как при уменьшении коэффициента сжатия, так и при увеличении количества поднесущих. Использование TSVD разложения позволяет значительно снизить увеличение дисперсии шума до 3-4 дБ. При этом увеличение дисперсии шума на выходе MMSE-детектора составило 8-9 дБ.

Недостатком применения TSVD разложения для ZF-детектора является появление межсимвольной интерференции из-за нарушения равенства при детектировании $\mathbf{C}_\xi \mathbf{C} \neq \mathbf{I}$. Это приводит к уменьшению отношения сигнал/шум (ОСШ) и, как следствие, к увеличению ошибок детектирования.

Наглядно степень уменьшения внутрисигнального отношения сигнал/шум для ZF-детектора в зависимости от количества поднесущих и коэффициента сжатия иллюстрируется полученными результатами, представленными в таблице 2.

Для сравнения в таблице 3 приведены рассчитанные внутрисигнальные отношения сигнал/шум для MMSE-детектора.

Таблица 2. Внутрисигнальные отношения сигнал/шум для ZF TSVD-детектора

Оценка ОСШ по созвездию, дБ												
α		1	0.95	0.9	0.85	0.8	0.75	0.7	0.65	0.6	0.55	0.5
NFFT	4	∞	∞	∞	∞	∞	∞	6.8	6.8	6.7	6.7	6.6
	8	∞	∞	∞	10.8	10.8	10.8	5.6	5.7	5.6	2.6	2.6
	16	∞	∞	14.3	9.7	9.6	7	5.2	5.2	3.7	2.4	1.1
	32	∞	17.5	10.6	8.9	7.7	5.7	4.9	3.6	2.9	1.7	1.1

Таблица 3. Внутрисигнальные отношения сигнал/шум для MMSE-детектора

Оценка ОСШ по созвездию, дБ												
α		1	0.95	0.9	0.85	0.8	0.75	0.7	0.65	0.6	0.55	0.5
NFFT	4	20.7	20.6	20.2	19.4	18	15.5	11.6	8.9	7.1	6.8	5.8
	8	20.2	20	17.2	11.3	10	9.1	7.6	5.6	5.1	3.9	2.6
	16	20	16.8	12.7	9.2	8.3	6.8	5.5	4.4	3.6	2.4	1.5
	32	20	14.5	11	8.6	7.3	5.7	4.7	3.5	2.6	1.6	0.9

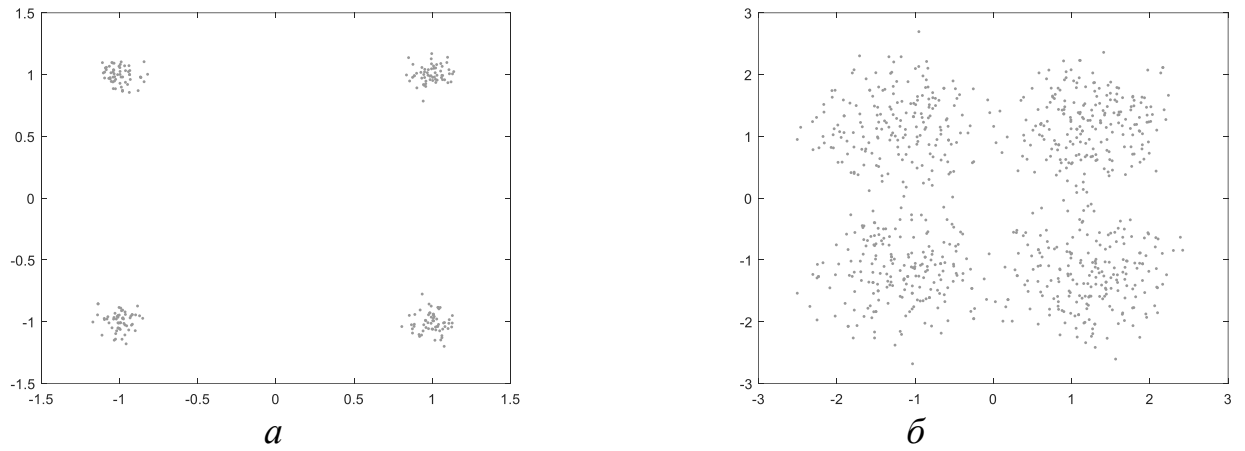


Рисунок 2.3 Сигнальные созвездия для $\alpha = 0.95$ (а) и $\alpha = 0.8$ (б)

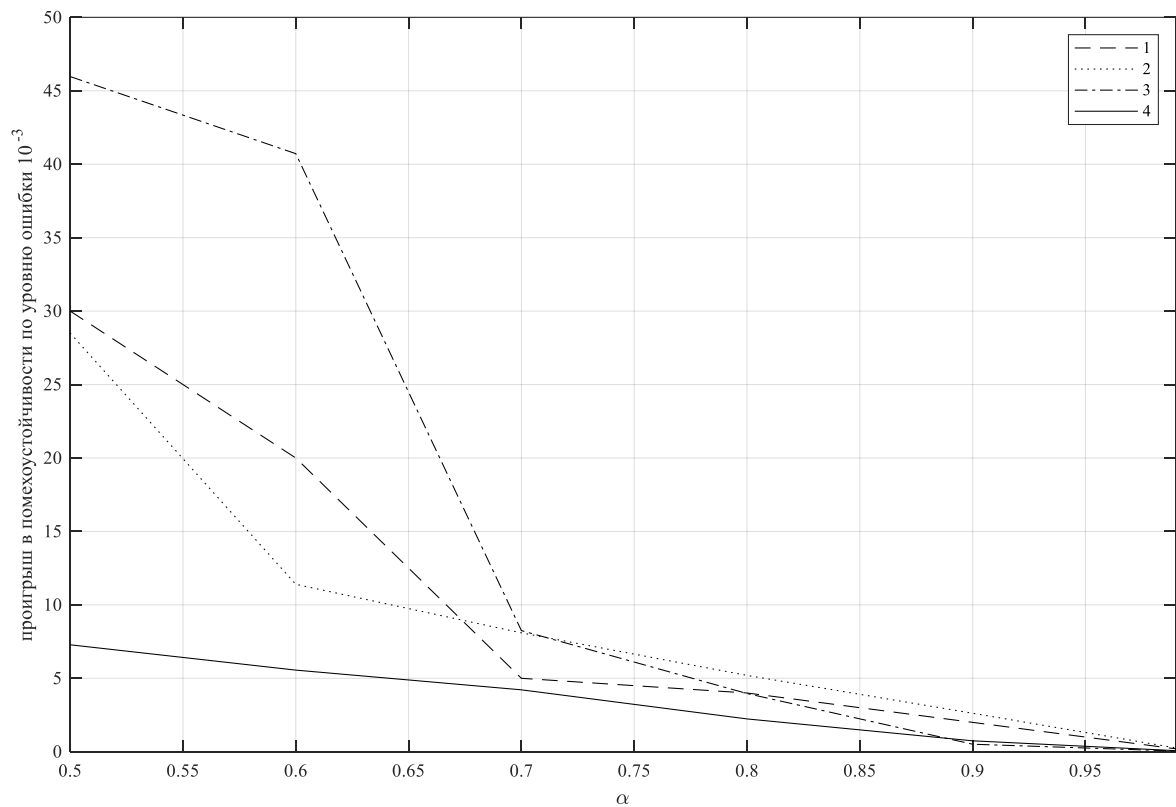


Рисунок 2.4 Зависимость проигрыша в помехоустойчивости SEFDM систем по уровню ошибки 10^{-3} для ZF детектора (1 – SVD, 2– Мура-Петроуза, 3 – Гивенса, 4 – TSVD)

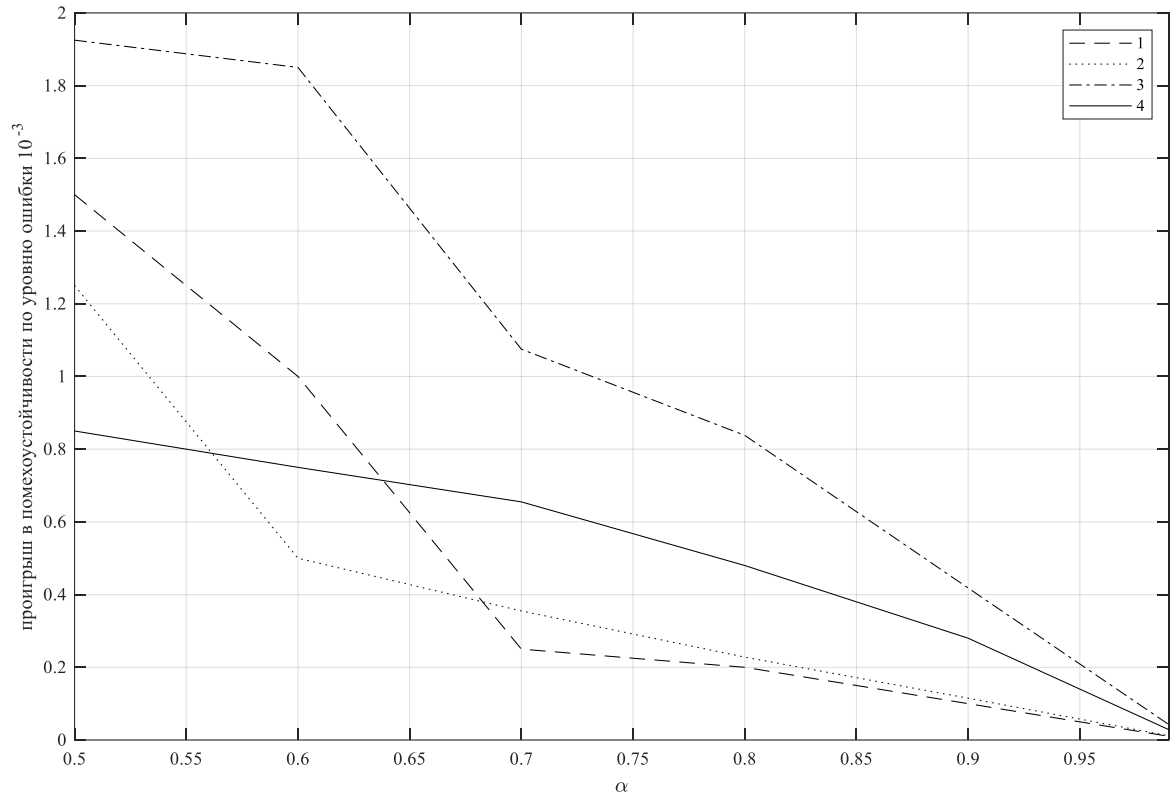


Рисунок 2.5 Зависимость прироста в помехоустойчивости SEFDM систем по уровню ошибки 10^{-3} для MMSE детектора (1 – SVD, 2 – Мура-Петроуза, 3 – Гивенса, 4 – TSVD)

Видно, что хотя применение TSVD разложения для ZF-детектора и приводит к появлению межсимвольной интерференции, однако её влияние на ухудшение ОСШ меньше, чем при использовании MMSE-детектора.

2.2 Помехоустойчивое кодирование и декодирование

Для обеспечения безотказной работы радиостанции в условиях природных и искусственных помех необходимо применять схемы кодирования с высокими характеристиками. Одной из немногих схем, удовлетворяющих этому требованию, являются турбокоды, которые впервые были представлены в работе [65] и в настоящее время широко внедрены в стандарты беспроводной связи. Турбокоды имеют наилучшую исправляющую способность среди всех известных на сегодняшний день помехоустойчивых кодов и при определенных условиях способны приблизиться к границе Шеннона [66]. Но данное решение является и самым требовательным к аппаратному обеспечению, так как в его основе заложены сложные алгоритмы с большим количеством математических вычислений. На рисунке 2.6 представлена общая функциональная схема выбранного метода кодирования.

В данной схеме в турбокодер от источника информации поступает пакет битовой информации, где он кодируется до степени кодирования $1/3$ (возможны и другие скорости). Далее пакет исходной информации и два пакета кодированной информации поступают в схему выкалывания и мультиплексирования, где по определенному закону удаляется часть кодированной информации (до заданной степени) и происходит объединение этих трех пакетов в единый поток информации. После этого перемежитель проводит перемешивание информации для защиты от групповых ошибок. Итоговый пакет передается в модулятор, где происходит его дальнейшая обработка.

На приемной стороне от демодулятора поступают метрики символов модуляции ("мягкие" отсчеты), используя которые детектор принимает решение о

вероятности значения каждого бита в пакете информации. Деинтерлейтер производит обратное перемеживание пакета, чтобы придать информации первоначальный вид (действие обратное перемежению). Схема восстановления распараллеливает принятый пакет данных на 3 отдельных пакета, вставляя на определенные места 0 (восстанавливает информацию после выкалывания) и направляет их в декодер. В декодере происходит итеративный процесс восстановления искаженных информационных битов с использованием алгоритма называемого MaxLogMAP (декодирование по максимуму апостериорной вероятности). Рассмотрим более подробно каждый из вышеперечисленных блоков.

2.2.1 Турбокодер

Применяемые в общей схеме кодеры могут иметь различный тип и скорость кода. Количество элементарных кодеров N в схеме также может быть произвольным. Результирующая скорость кодирования в общем случае определяется по формуле $R = 1/(N+1)$. На рисунке 2.7 представлена схема простейшего турбокодера на основе параллельного соединения двух одинаковых рекурсивных систематических сверточных кодеров (RSC). Оба кодера имеют скорость $1/2$, что означает, на выходе кодера при одном входном бите будет два бита. Значение бита на систематическом выходе RSC кодера совпадает со значением входного бита, а на втором выходе формируется проверочный бит. На вход второго RSC кодера с выхода перемежителя поступает бит, номер которого j зависит от номера i на входе перемежителя по определенному закону ($i, j = 1, \dots, k$). У нижнего RSC кодера на втором выходе формируется второй проверочный бит. С выхода всего турбокодера сначала поступает систематический бит со входа кодера, а затем два проверочных бита: сначала с верхнего RSC кодера, затем с нижнего. В результате скорость кодирования всего турбокодера в целом оказывается равной $1/3$.

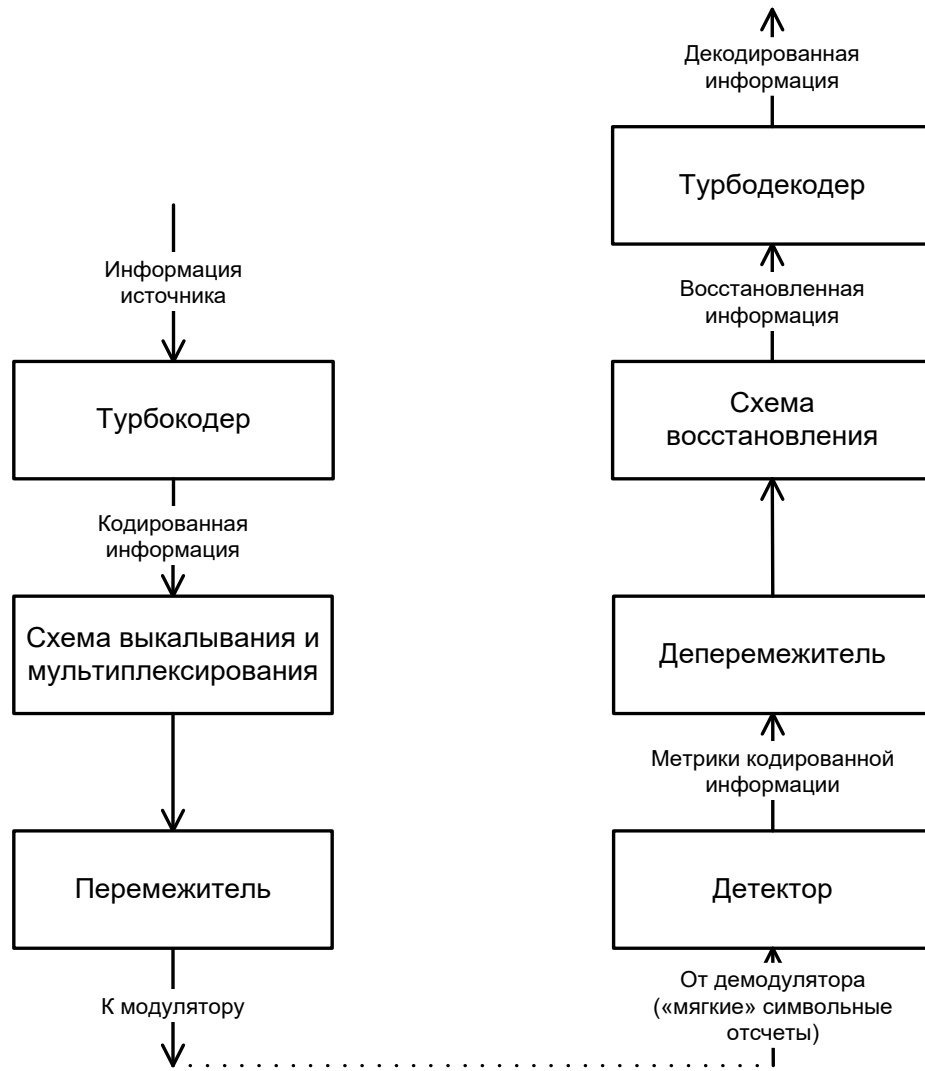


Рисунок 2.6 Общая функциональная схема механизма кодирования

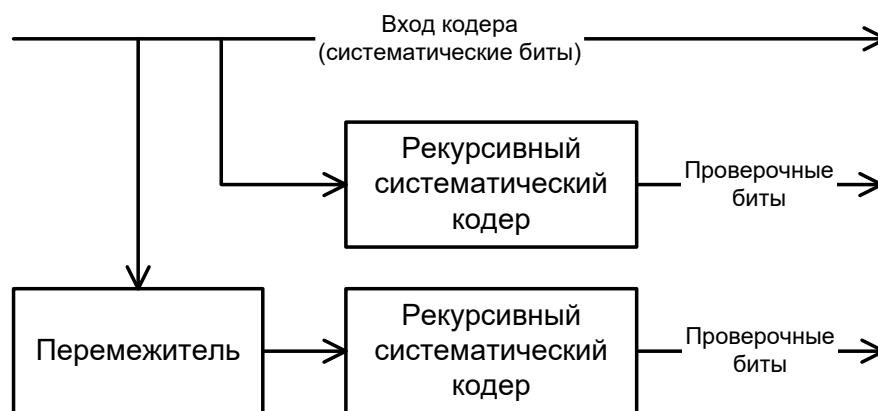


Рисунок 2.7 Схема турбокодера

Рассмотрим рекурсивный систематический сверточный кодер с длиной кодового ограничения 3 и порождающими полиномами $g_1 = 111$ и $g_2 = 101$ (запись в двоичном виде) [66]. На рисунке 2.8 приведена его схема.

В данном кодере a_k получается из рекурсивной процедуры:

$$a_k = d_k + \sum_{i=0}^{K-1} g'_i a_{k-i} \text{ по модулю } 2, \quad (2.25)$$

где K – длина кодового ограничения (3 для вышеприведенного примера), g'_i равно g_{1i} , если $u_k = d_k$ и g_{2i} – если $v_k = d_k$. На рисунке 2.9 показана структура кодовой решетки данного кодера.

На рисунке сплошные линии обозначают переход состояния, при подаче на вход кодера 0, пунктирные – при подаче 1. Сверху линий подписаны выходы кодера (u и v) при подаче на вход соответствующего бита.

Для защиты информации от групповых ошибок, а также чтобы удовлетворить требования построения турбокодов необходимо устройство перемежения или перемежитель. Рассмотрим его работу.

Существует несколько видов перемежителей: блочный, псевдослучайный, четно-нечетный, циклический сдвиговый [67]. Деperемежитель выполняет функцию, обратную перемежителю – восстанавливает первоначальный вид пакета. Он использует те же самые формулы и отличается только порядком перестановки битов.

2.2.2 Схема выкалывания и мультиплексирования

Кодирование со скоростью $1/3$ будет неэкономично использовать пропускную способность канала передачи данных. С целью снижения степени кодирования предлагается использовать так называемый перфорированный или выколотый код.

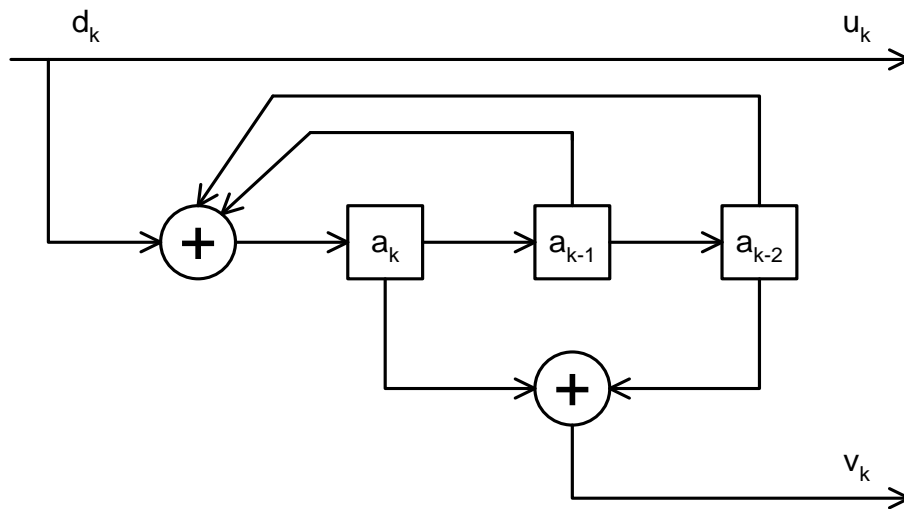


Рисунок 2.8 Рекурсивный систематический сверточный кодер

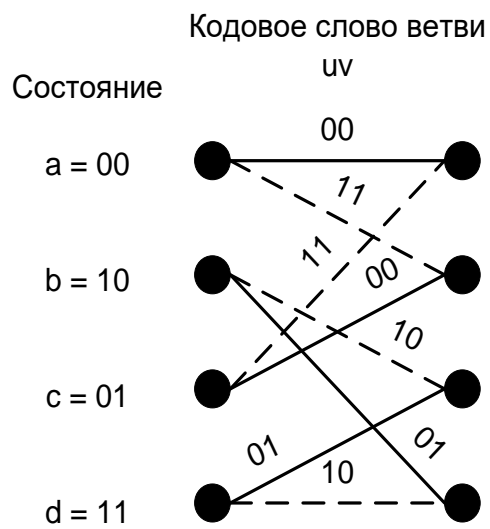


Рисунок 2.9 Структура кодовой решетки кодера

Смысл выкалывания заключается в удалении некоторого количества проверочных битов на передающей стороне. При приеме на место пропущенных битов вставляются метрики со значением 0. Этот метод снижает исправляющую способность кода, но при высоких отношениях сигнал/шум его использование оправдано. На рисунке 2.10 представлена схема выкалывания и мультиплексирования трех параллельных потоков систематических и проверочных битов с выхода турбокодера в единый поток данных. В схеме выкалывания в соответствии с коэффициентом выкалывания (параметр n) из каждой группы по n битов каждого входного потока выбираются n битов для потока исходной информации и по 1 биту для потока проверочных битов и подаются на выход.

Результирующая скорость кодирования трех параллельных пакетов становится равной $n / (n + 2)$ (на каждые n информационных битов приходится $n + 2$ закодированных). Далее эти три потока битов объединяются по определенному закону в единый поток информации и выдаётся на модулятор.

Степень кодирования больше $5/6$ применять уже не имеет смысла, т.к. помехоустойчивость кода при этом имеет нестабильный характер и практически приближается к характеристикам выбранного вида модуляции [68].

Как показано в [66], порядок выбора проверочных битов не имеет значения, т.к. они статистически независимы вследствие работы перемежителя между элементарными кодерами внутри турбокодера.

2.2.3 Турбодекодер

Для правильной работы декодер турбокода требует подачи на свои входы "мягких" решений, т.е. метрик битов. От демодулятора же можно получить только "мягкие" решения для символов модуляции (отсчеты I и Q). Для преобразования этих отсчетов в битовые метрики предлагается использовать детектор [66; 68]. От демодулятора на вход детектора подаются отсчеты символов модуляции (отсчеты I и Q), которые искажены шумом в канале связи.

В этом случае метрику k -го бита в n -ом символе модуляции можно выразить через:

$$v_n^k = \frac{|H_n|^2}{\delta^2} \left(\min_{\hat{x} \in S_0^k} |\tilde{x}_n - \hat{x}|^2 - \min_{\hat{x} \in S_1^k} |\tilde{x}_n - \hat{x}|^2 \right) \quad (2.26)$$

где \tilde{x}_n - принятый символ модуляции, \hat{x} - символ модуляции из набора символов S_i^k (представляет собой все символы модуляции, у которых на k -ой позиции расположен бит со значением i), H_n и δ^2 - параметры канала связи, \hat{I} и \hat{Q} - действительная и мнимая части символа модуляции из набора S_i^k , \tilde{I}_n и \tilde{Q}_n - действительная и мнимая части принятого символа модуляции. После детектора метрики битов перемежаются и поступают на вход схемы восстановления. На рисунке 2.11 показана блок-схема итеративного декодера для схемы с двумя параллельными элементарными кодами.

Каждый из декодеров выносит решение о переданном символе на основе определенного алгоритма, чем обеспечивается минимум вероятности ошибочного декодирования. На сегодняшний день известны два основных алгоритма декодирования: алгоритм максимума апостериорной вероятности (Maximum A Posteriori или MAP) [68] и алгоритм Витерби с "мягкими" выходами (Soft Output Viterbi Algorithm или SOVA). Второй из них обеспечивает более высокую производительность и имеет более простую аппаратную реализацию, но алгоритм MAP обеспечивает повышенную помехоустойчивость (особенно при малых отношениях сигнал/шум). На первой итерации от детектора на вход первого элементарного декодера поступают оценки ("мягкие" решения) символов систематической и первой проверочной частей первого кодового блока.

На выходе первого декодера формируется оценка ("мягкое" решение) информационного символа, которая преобразуется в перемежителе и затем используется в качестве априорной информации о нем для второго декодера.

Этот декодер производит оценку символа с выхода перемежителя на основе проверочной части второго кодового слова.

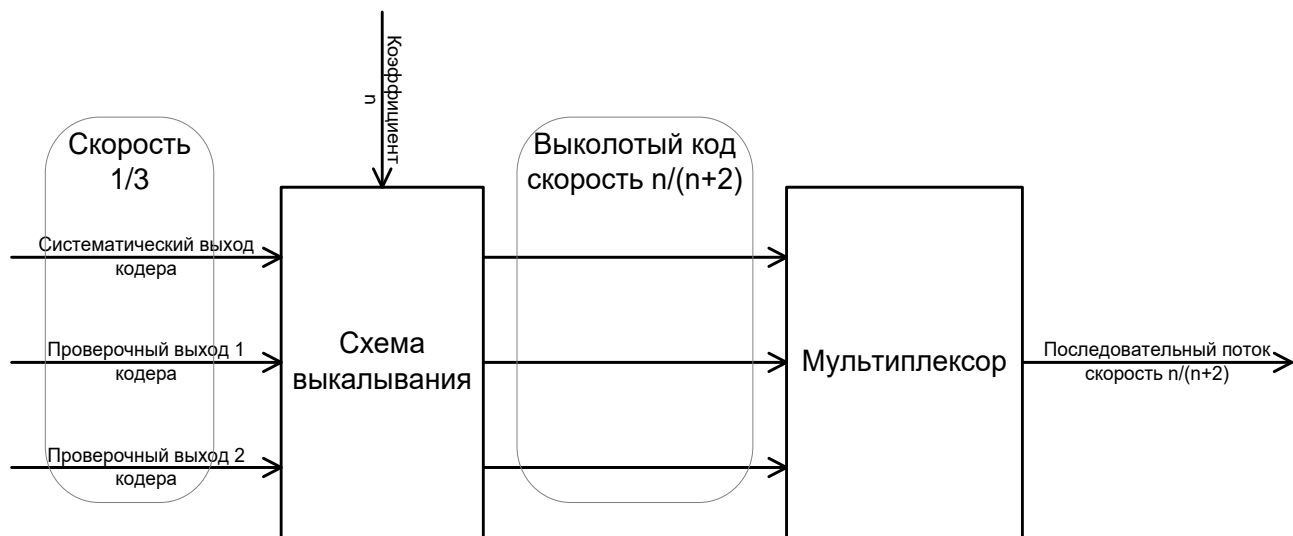


Рисунок 2.10 Выкалывание и мультиплексирование

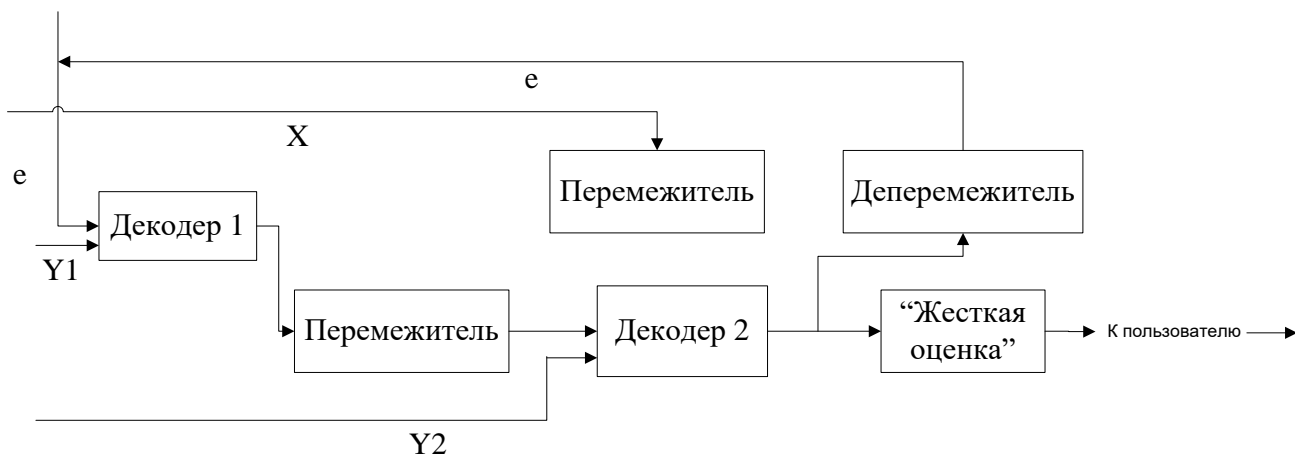


Рисунок 2.11 Турбодекодер

На второй и последующих итерациях декодирования эта оценка обновляется и используется как априорная информация о переданном символе для первого декодера.

Таким образом, на вход каждого из двух элементарных декодеров поступают "мягкие" решения, результат декодирования на выходе элементарного декодера также "мягкое" решение. По этой причине такие схемы получили название декодеров с мягким входом и мягким выходом (Soft Input Soft Output или SISO). Окончательное принятие решения о переданном информационном символе выносится нижним декодером. Данный алгоритм декодирования чрезвычайно эффективен, и каждая последующая итерация увеличивает априорную информацию о переданном символе [51].

Окончание процесса декодирования происходит либо после выполнения заданного количества итерационных циклов, либо после того, как величина поправки результата декодирования достигнет установленного порога. После этого происходит "жесткая" оценка информации на выходе декодера для получения значений "0" или "1" для каждого бита.

Алгоритм LogMAP основывается на идее обработки блоков кодовых битов в двух направлениях. Как только такое двунаправленное вычисление даст метрики состояний и ветвей блока, можно начинать расчет апостериорной вероятности и максимум апостериорной вероятности для каждого бита в блоке по формуле:

$$L(\hat{d}_k) = \log \left[\frac{\sum \alpha_k^m \delta_k^{1,m} \beta_{k+1}^{f(1,m)}}{\sum_m \alpha_k^m \delta_k^{0,m} \beta_{k+1}^{f(0,m)}} \right] = L(d_k) + L_c(x_k) + L_e(\hat{d}_k) \quad (2.27)$$

где k – порядковый номер бита в блоке информации длиной m , α – прямая метрика состояния, β – обратная метрика состояния, δ – метрика ветви. где слагаемые во второй части выражения обозначают априорное логарифмическое отношение функций правдоподобия (LLR), LLR канальных измерений и внешнее LLR соответственно.

По результатам практических наблюдений можно сделать вывод, что при возрастании количества итераций декодера исправляющая способность кода

улучшается стремясь к теоретическому пределу. Оптимальным количеством итераций является 6-8 повторных проходов декодера. При таком числе повторного срабатывания схемы декодера достигаются приемлемые показатели при относительно невысоких вычислительных затратах. Дальнейшее увеличение количества итераций дает небольшой выигрыш. В исследовании использовался турбокод с порождающими полиномами 111 и 101 и длиной пакета равной 5000 битов. На рисунке 2.12 показаны результаты моделирования показывающие зависимость исправляющей способности турбокода от степени кодирования, для наглядности эти данные представлены в виде кривых помехоустойчивости. Как видно из результатов моделирования даже при высоких степенях кодирования (вплоть до 5/6) турбокод способен эффективно работать.

При увеличении скорости кода графики все больше сближаются и стремятся к одной асимптоте – графику модуляции.

2.3 Оценка эффективности применения турбокодеров для сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования

Для уменьшения влияния межсимвольной интерференции, возникающей в рассмотренных выше линейных декодерах, предлагается подход, который заключается в применении турбокодера со сверточным кодированием[69]. При этом осуществляется итеративная обработка, включающая декодирование сверточного кода с мягкими решениями на входе и выходе.

Для оценки эффективности применения предложенных алгоритмов кодирования-декодирования с помощью имитационного моделирования были рассчитаны характеристики помехоустойчивости для систем на основе неортогонального частотного мультиплексирования в канале с аддитивным белым гауссовским шумом, представленные на рисунке 2.13.

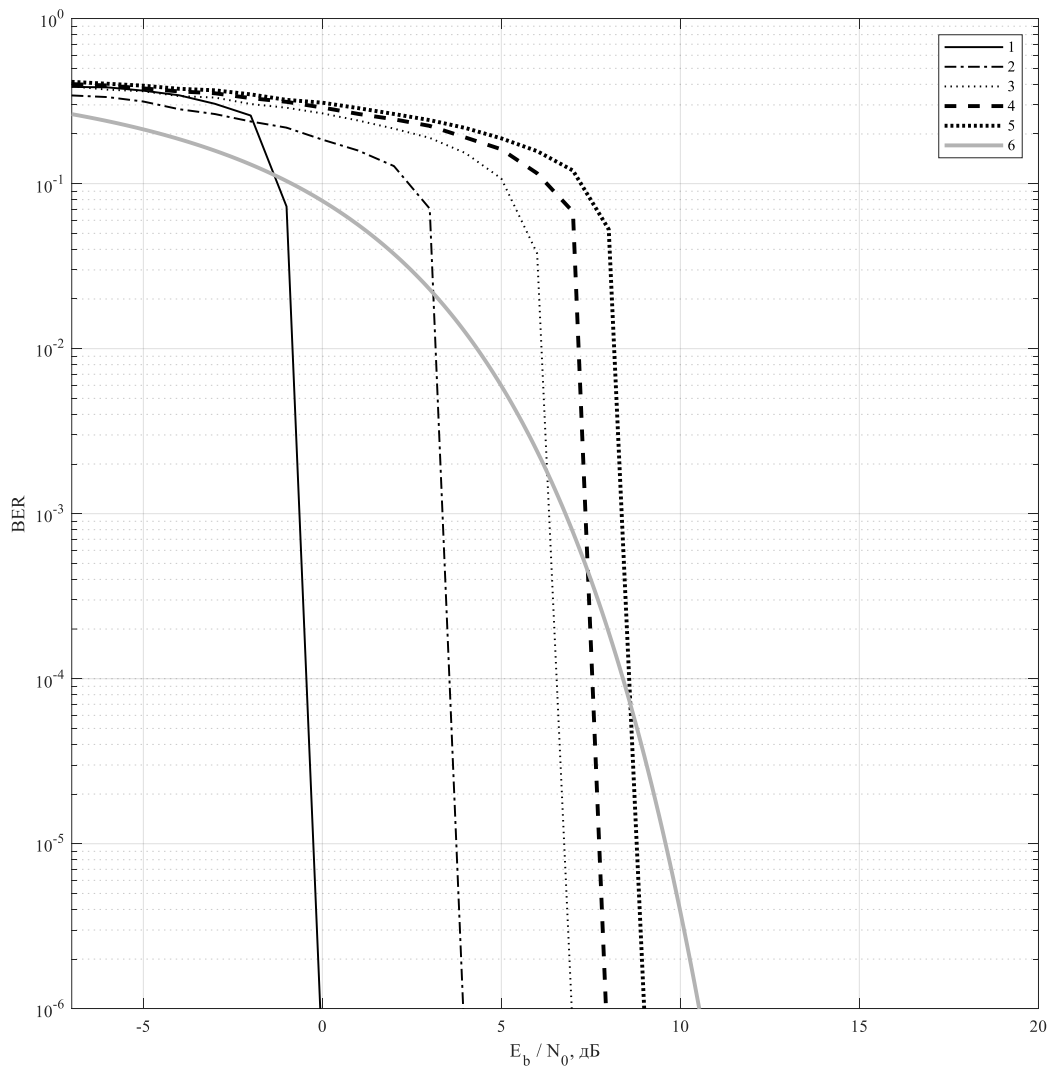


Рисунок 2.12 Характеристики помехоустойчивости системы для различных скоростей кодирования турбокодера. 1 – кодовая скорость 1/3, 2 – кодовая скорость 1/2, 3 – кодовая скорость 2/3, 4 – кодовая скорость 4/5, 5 – кодовая скорость 5/6, 6 – без кодирования

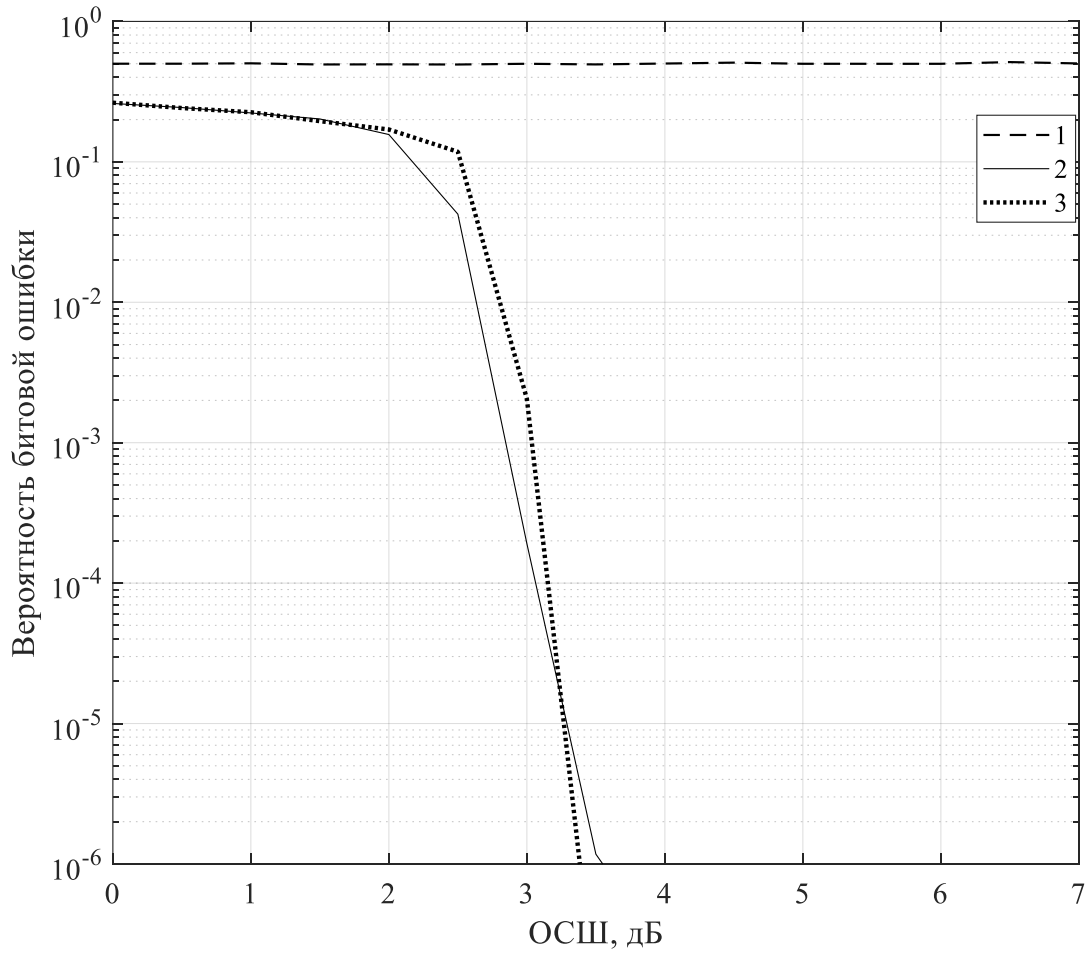


Рисунок 2.13 Зависимости вероятности битовой ошибки от соотношения сигнал/шум для различных детекторов. 1 – ZF-детектор на основе SVD разложения, 2 - ZF-детектор на основе TSVD разложения, 3 – MMSE-детектор с оценкой ОСШ.

Число поднесущих было равно $N=32$, коэффициент сжатия $\alpha = 0.5$, тип модуляции сигнала - QPSK. Кривая 1 соответствует использованию ZF-детектора на основе SVD разложения, кривая 2 - ZF-детектору основе TSVD разложения, кривая 3 – MMSE-детектору с оценкой ОСШ. Полученные зависимости показывают, что предложенная схема декодирования успешно компенсирует межсимвольную интерференцию, возникающую в детекторах (кривые 2 и 3), но не справляется с высоким уровнем шумов (кривая 1). Также видно, что помехоустойчивость системы с ZF-детектором на основе TSVD разложения лучше на 1 дБ помехоустойчивости системы с MMSE-детектором при большей вычислительной сложности последнего.

Далее проводился сравнительный анализ различных систем связи с технологией частотного мультиплексирования. В качестве исходной системы, с характеристикой которой производилось дальнейшее сравнение, была взята OFDM технология с QPSK модуляцией с количеством поднесущих $N = 32$ (система 1).

Для кодирования использовался турбокод по схеме с двумя параллельными элементарными кодами и скоростью кодирования $1/3$. Пусть данная система без учета символов синхронизации, пилот-символов и защитных интервалов имеет битовую скорость R бит/с. Чтобы система с SEFDM технологией, аналогичным количеством поднесущих и параметрами модуляции и кодирования имела такую же битовую скорость, необходимо для неё выбрать коэффициент сжатия $\alpha = 0.5$ (система 2).

В качестве детектора для этой системы использовался ZF-детектором на основе TSVD разложения. Для удовлетворения требования сохранения полосы частот сигнала в работе был использован метод внутрисигнального частотного разнесения. Принцип этого метода предполагает дублирование информации в частотной области на передающей стороне, а на приемной стороне происходит взвешенное суммирование частей образа принятого сигнала. Полученные зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ для данных систем представлены на рисунке 2.14. Кривая 1 соответствует системе 1, а кривая 2 – системе 2.

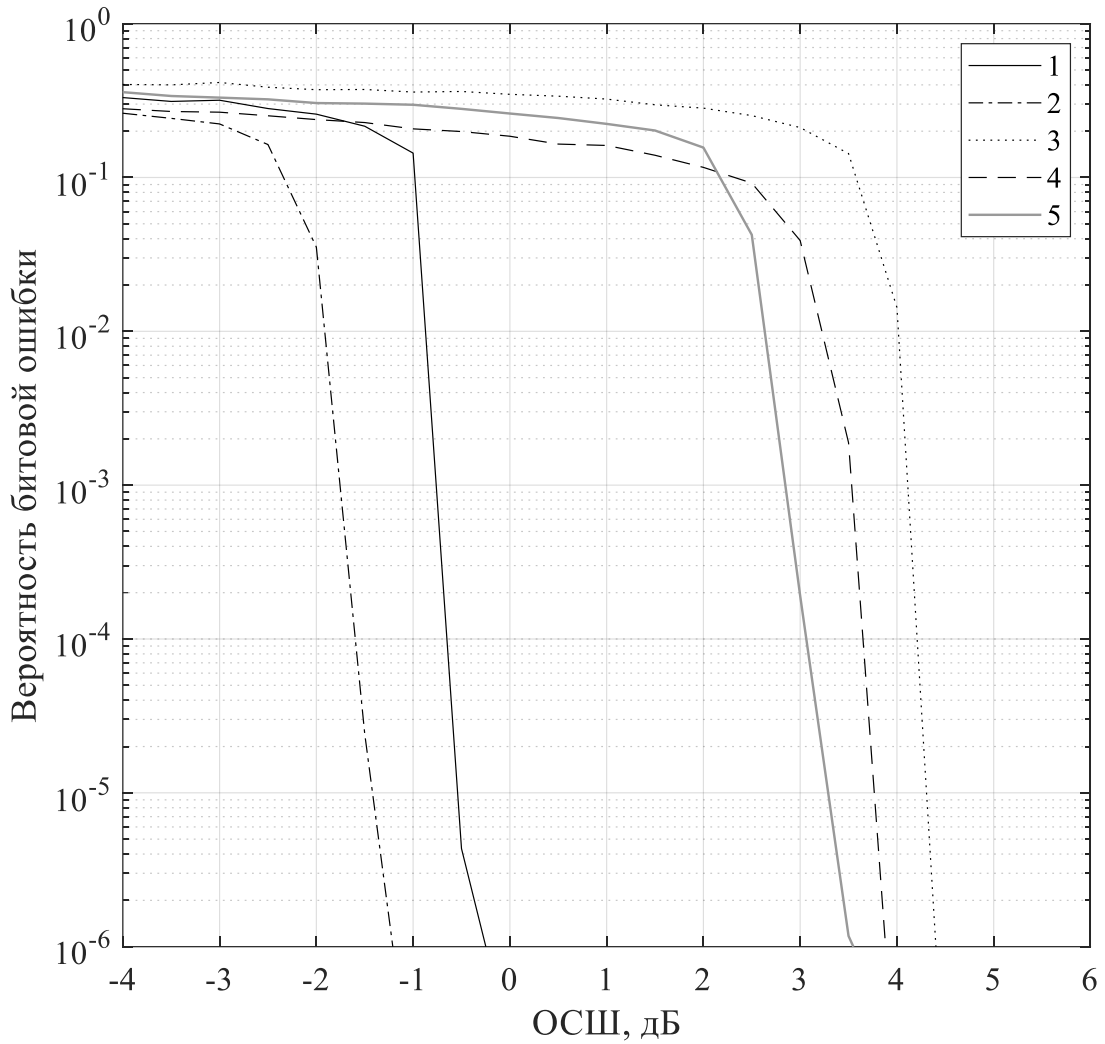


Рисунок 2.14 Зависимости вероятности битовой ошибки от соотношения сигнал/шум для различных систем. 1 – система 1 (OFDM-QPSK+1/3), 2 – система 2 (SEFDM $\alpha=0.5$ + двукратное частотное разнесение), 3 – система 3 (OFDM-QAM16+1/3), 4 – система 4 (OFDM-QPSK+2/3), 5 – система 5 (SEFDM $\alpha = 0.5$).

Из графиков видно, что система использующая сигналы на основе неортогонального частотного мультиплексирования позволяет получить выигрыш в требуемом ОСШ для уровня ошибки 10^{-6} порядка 1 дБ.

Увеличение скорости в рассмотренной выше системе с ортогональным частотным мультиплексированием возможно несколькими способами. Например, можно увеличить порядок модуляции с QPSK до QAM16 (система 3), либо использования схемы выкалывания для увеличения скорости кодирования с 1/3 до 2/3 (система 4). В обоих случаях битовая скорость увеличится в два раза. С другой стороны, увеличение битовой скорости в два раза возможно за счет использования рассмотренного выше спектрально-эффективного частотного разнесения с коэффициентом сжатия $\alpha = 0.5$ без применения внутрисигнального частотного разнесения (система 5). Полученные характеристики помехоустойчивости для этих трёх систем представлены также на рисунке 2.14. Кривая 3 соответствует системе 3, а кривая 4 – системе 4, кривая 5 – системе 5.

Из графиков видно, что система на основе сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования позволяет получить выигрыш в требуемом ОСШ для уровня ошибки 10^{-6} порядка 0.5 и 1 дБ по сравнению с использованием схемы выкалывания и увеличением порядка модуляции соответственно.

2.4 Применение комплекснозначных сверточных нейронных сетей для детектирования сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования

В последнее время для решения различных задач физического уровня радиосвязи исследуется эффективность применения глубокого обучения [70]. Глубокие нейронные сети применяются не только для расширения определенных функций и компонентов физического уровня, но и для разработки сквозной новой коммуникационной архитектуры, рассматриваемой как автоэнкодер [71].

Применение глубокого обучения даёт следующие преимущества: достижение синергетического эффекта объединения каскадных модулей в цепочке обработки сигналов, уменьшение несоответствия между моделью и реальностью, создание решений низкой сложности путём использования нелинейности нейронной сети.

Временные отсчёты радиосигнала представляют собой комплексные числа, поэтому, в отличие от текста или изображения, их необходимо описывать в комплексном поле. Большинство существующих исследований, в том числе и для SEFDM сигналов [29], рассматривают по отдельности действительную и мнимую части комплексного тензора в вещественных пространствах. Однако это не позволяет сети использовать связь между реальной и мнимой частями сигнала из-за отсутствия мультипликативных операций, что приводит к увеличению сложности, снижению производительности и ограничению интерпретируемости.

В данной работе предлагается и исследуется глубокая комплекснозначная сверточная нейронная сеть (ГКСНС) для восстановления битов из временного представления SEFDM сигнала без использования дробного преобразования Фурье и обращения матрицы взаимной корреляции между поднесущими. Использование нейросетевого подхода позволяет сочетать методы использования циклических префиксов, оценки канала и компенсации межсимвольных искажений. Результаты аналогичных работ, но по отношению к сигналам с ортогональным частотным мультиплексированием [70] показывают, что регулярная часть приемника OFDM, использующая операции быстрого преобразования Фурье (БПФ), может быть заменена аппаратным ускорителем искусственного интеллекта.

2.4.1 Структура SEFDM-приемника на базе нейросетевой архитектуры

Классический приёмник для SEFDM системы требует проведения ресурсно-затратных вычислительно сложных преобразований: дробного Фурье-преобразования и обращения корреляционной матрицы. Поэтому был разработан

приёмник для спектрально-эффективных сигналов на основе нейросетевой архитектуры [72], представленный на рисунке 2.15.

Приемник SEFDM на основе глубокой комплекснозначной сверточной нейронной сети обозначим функцией:

$$\tilde{\mathbf{b}} = \alpha_s(\mathbf{r}, \boldsymbol{\theta}), \quad (2.28)$$

которая определяется на наборе параметров S конфигураций кадра SEFDM и блока ГКЧНС, где $\tilde{\mathbf{b}}$ – логарифмическая оценка вероятности переданных бит, \mathbf{r} – синхронизированные во временной области принятые символы SEFDM слота, включающие в себя циклический префикс, и $\boldsymbol{\theta}$ – набор обучаемых параметров ГКЧНС.

Скрытые уровни ГКЧНС на рисунке 2.15 обозначаются в соответствии с модулями обработки сигналов в классическом приемнике, в то время как их функционал в корне отличается от классических блоков приема.

В общем виде комплекснозначный нейрон может быть выражен как:

$$\begin{bmatrix} \text{Re}(y) \\ \text{Im}(y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(x) \\ \text{Im}(x) \end{bmatrix}, \quad (2.29)$$

где x , y входной и выходной сигналы, а коэффициенты a и b являются действительной и мнимой частями комплексного веса соответственно [70].

Прямая сеть ГКЧНС детектора начинается с удаления циклического префикса, за которым следует слой одномерной комплексной свертки размерности $N \times S \times 1$ (или $N \times N \times 1$, если циклический префикс отбрасывается), где N – длина преобразования Фурье, S – длина символа с учетом защитного интервала ($S > N$).

Данный слой заменяет быстрое дробное преобразование Фурье и предназначен для преобразования SEFDM символов из временной области в частотную. Следующий слой выполняет роль умножения на матрицу, обратную к корреляционной. Далее идёт комплекснозначный слой размерностью $B \times D$ предназначенный для извлечения всех данных из слота когерентности D , где B –

количество слотов в пакете входного сигнала. Остальная часть прямой сети представляет собой классификатор, который преобразует выборки отсчетов сигнала в мягкие оценки бит, где выборка обрабатывается как вектор двух действительных чисел. При этом извлеченный вектор символов и его нелинейная активация объединяются с тензором размерности $[B, D, 4]$ и подаются на небольшую сеть без полносвязных слоев, за которой следует функция нелинейной активации. Тензор на выходе этой функции активируется функцией SoftMax для получения мягкого бита - вектора вероятности появления ± 1 . В общем случае после данной структуры присутствует каналный декодер. В случае отсутствия кодирования выходные биты получают путем принятия жестких решений по мягким битам. Считая число SEFDM символов на слот когерентности константой, асимптотическая вычислительная сложность ГКЧНС приемника составляет $o(N^2)$ (или $o(NS)$ при использовании циклического префикса), поскольку ГКЧНС состоит только из каскадных уровней без каких-либо циклов.

2.4.2 Процесс обучения сети

Структурная схема, реализующая процесс обучения ГКЧНС приемника, проиллюстрирована рисунком 2.16. Генератор случайных чисел создает случайный поток бит, который преобразуется SEFDM передатчиком в отсчёты символы во временной области. Выходными данными модели ГКЧНС приёмника, построенной средствами фреймворка Tensorflow, являются мягкие оценки бит и выходные биты, генерируемые жестким решением по мягким оценкам. Функция потерь представляет собой взвешенную сумму потерь на перекрестную энтропию и потери на регуляризацию:

$$L(\mathbf{b}, \tilde{\mathbf{b}}, \boldsymbol{\theta}) = L_{\text{ПЭ}}(\mathbf{b}, \tilde{\mathbf{b}}) + \varepsilon L_{\text{РЕГ}}(\boldsymbol{\theta}), \quad (2.30)$$

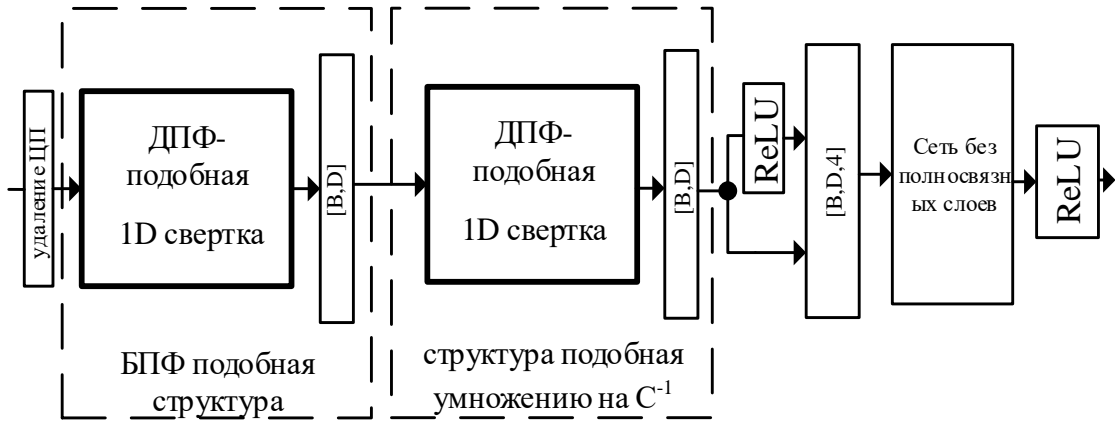


Рисунок 2.15 Структурная схема ГКЧНС приемника

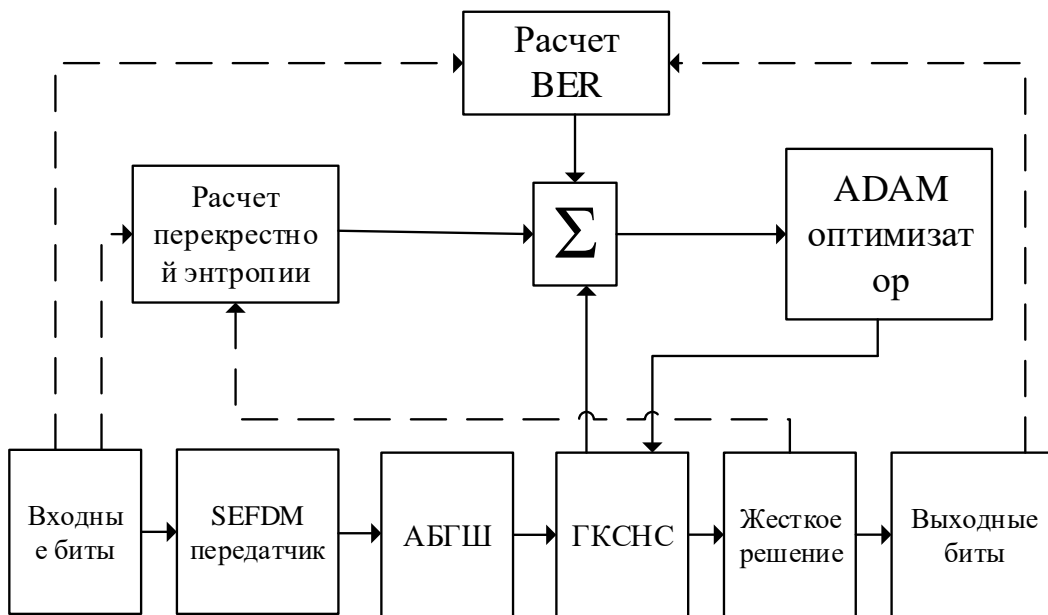


Рисунок 2.16 Структурная схема процесса обучения ГКЧНС приемника

где $\varepsilon \ll 1$ - небольшая постоянная. Потери на перекрестной энтропии $L_{\text{ПЭ}}(\mathbf{b}, \tilde{\mathbf{b}})$ представляют собой среднюю перекрестную энтропию обучающих меток \mathbf{b} и мягких бит $\tilde{\mathbf{b}}$.

2.4.3 Оценка эффективности применения нейросетевого детектора

Сначала анализировалась эффективность работы ГКЧНС детектора на основе в канале с аддитивным белым гауссовским шумом при различных значениях отношения сигнал/шум. Кривые помехоустойчивости системы, рассчитанные без применения канального кодирования представлены на рисунке 2.17. Исследовались сигналы с QPSK модуляцией и коэффициентами $\alpha = 0.75$ (рис.2.17а) и $\alpha = 0.5$ (рис.2.17б). Кривая 1 соответствует модуляции QPSK, кривые 2, 4 – приемнику ГКЧНС с числом поднесущих $N = 16$ и $N = 32$ соответственно, а кривые 3, 5 – регулярному приемнику с аналогичным количеством поднесущих частот. Полученные зависимости демонстрируют большую эффективность нейросетевого детектора относительно линейного. Также видно, что при количестве частотных поднесущих равном 32 оба детектора не справляются с компенсацией межсимвольных искажений. Для уменьшения влияния межсимвольной интерференции обычно применяется канальное кодирование. Для SEFDM сигналов, как показано в [69] эффективным оказался подход, заключающийся в применении турбокодера со сверточным кодированием. При этом осуществляется итеративная обработка, включающая декодирование сверточного кода с мягкими решениями на входе и выходе. Кривые помехоустойчивости системы, рассчитанные с применением данного кодирования с кодовой скоростью $1/3$, представлены на рисунке 2.18. Здесь параметры системы и обозначения такие же, как и для случая без кодирования. Полученные результаты показывают, что применение канального кодирования позволяет улучшить характеристику помехоустойчивости более, чем на 9 дБ по уровню вероятности битовой ошибки 10^{-6} для различных коэффициентов сужения.

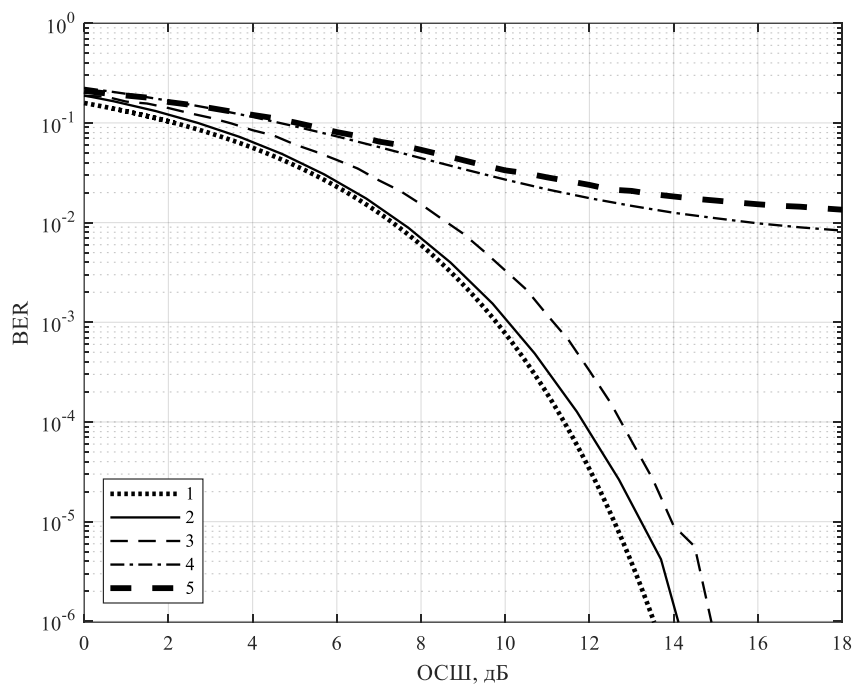
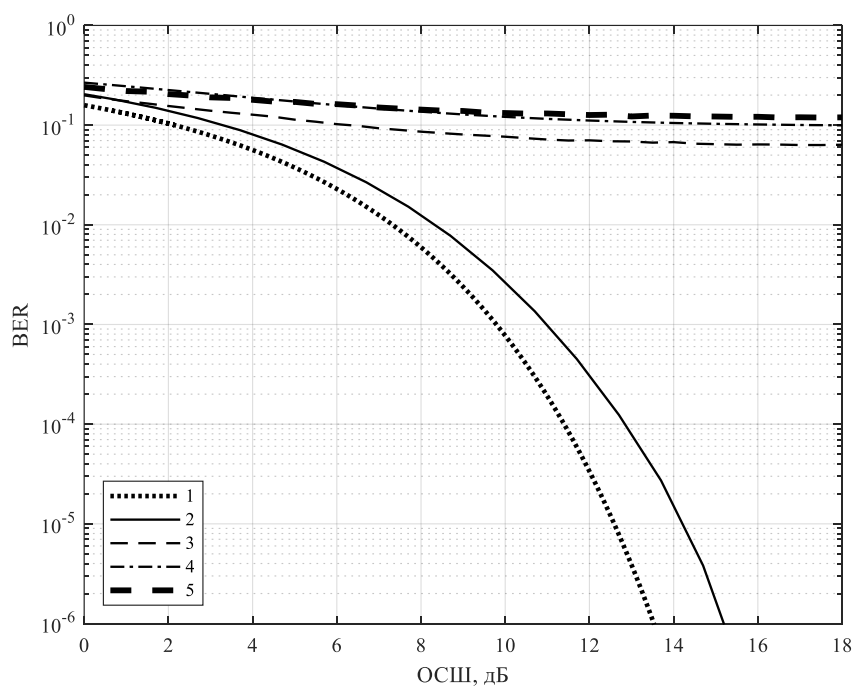
*a**б*

Рисунок 2.17 Кривые помехоустойчивости SEFDM сигнемы без кодирования с различными детекторами в канале с аддитивным белым гауссовским шумом: (а) – $\alpha = 0.75$ и (б) – $\alpha = 0.5$. 1 – QPSK; 2, 3 – приемник ГКЧС с $N = 16$ и $N = 32$ соответственно; 3,4 –регулярный приемник с $N = 16$ и $N = 32$ соответственно

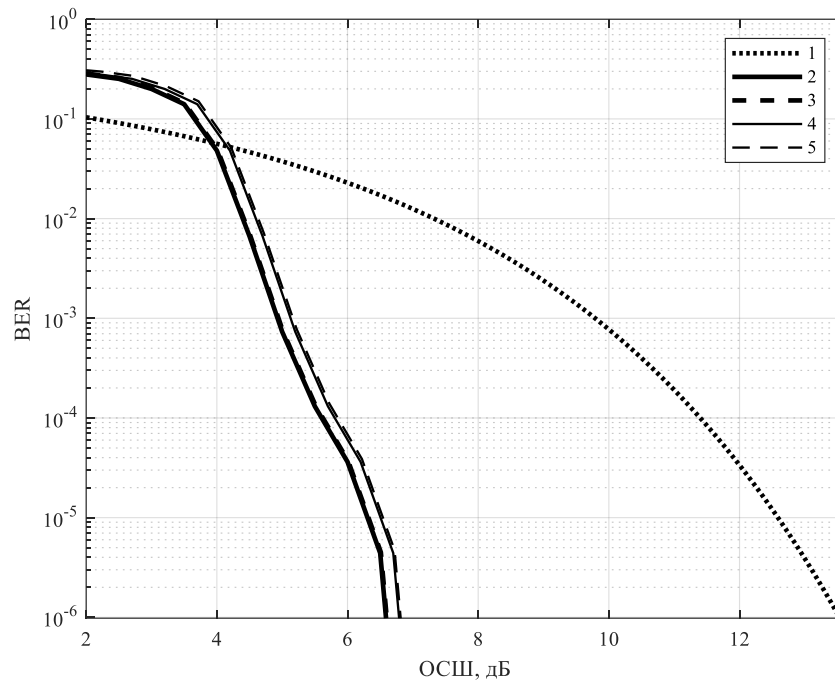
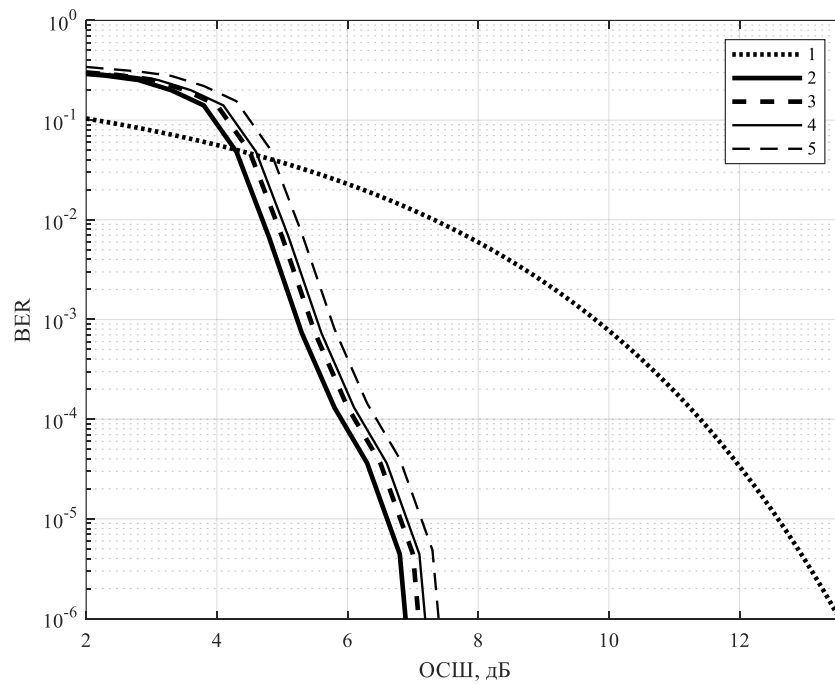
*a**б*

Рисунок 2.18 Кривые помехоустойчивости SEFDM системы с кодированием с различными детекторами в канале с аддитивным белым гауссовским шумом: (а) – $\alpha = 0.75$ и (б) – $\alpha = 0.5$. 1 – QPSK; 2, 3 – приемник ГКЧС с $N = 16$ и $N = 32$ соответственно; 3,4 –регулярный приемник с $N = 16$ и $N = 32$ соответственно

Для проведения сравнительного анализа был выбран путь подсчета числа инструкций с плавающей точкой, выполненных процессором. Для подсчета числа операций с плавающей точкой (FLOP) проще всего использовать счетчики производительности (PMU). В частности, используемый в моделировании процессор Intel с архитектурой Skylake-S может подсчитывать событие *RAPL_FP_OPS*, которое, как раз и означает число традиционных 80-битных выполненных операций с плавающей точкой в стиле Intel 8087[73].

Для сравнительного анализа была выбрана LTE – подобная структура кадра по линии вниз в конфигурации точка-точка [74]. Структура кадра при такой конфигурации представляет собой следующие друг за другом 10 субкадров, каждый из которых состоит из 7 SEFDM символов без использования защитных интервалов. На рисунке 2.19 представлен график зависимости числа операций с плавающей точкой от размерности ДрПФ передатчика. Кривая 1 соответствует приемнику на основе ГКСНС, кривая 2 – классическому.

Как видно из графика при длине ДрПФ больше 16 вычислительная сложность алгоритмов приема на основе ГКСНС при линейном увеличении становится на порядок меньше, чем для классического регулярного приема, характеризующегося экспоненциальным ростом от размерности ДрПФ.

Выводы к главе 2

- Предложенный алгоритм детектирования сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования с использованием усечённого сингулярного разложения матрицы взаимной корреляции между поднесущими в совокупности с применением турбокодера со свёрточным кодированием, включающим итеративную обработку с мягкими решениями, позволяет значительно снизить усиление шума преобразования и эффективно бороться с межканальной интерференцией, возникающей при детектировании сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования.

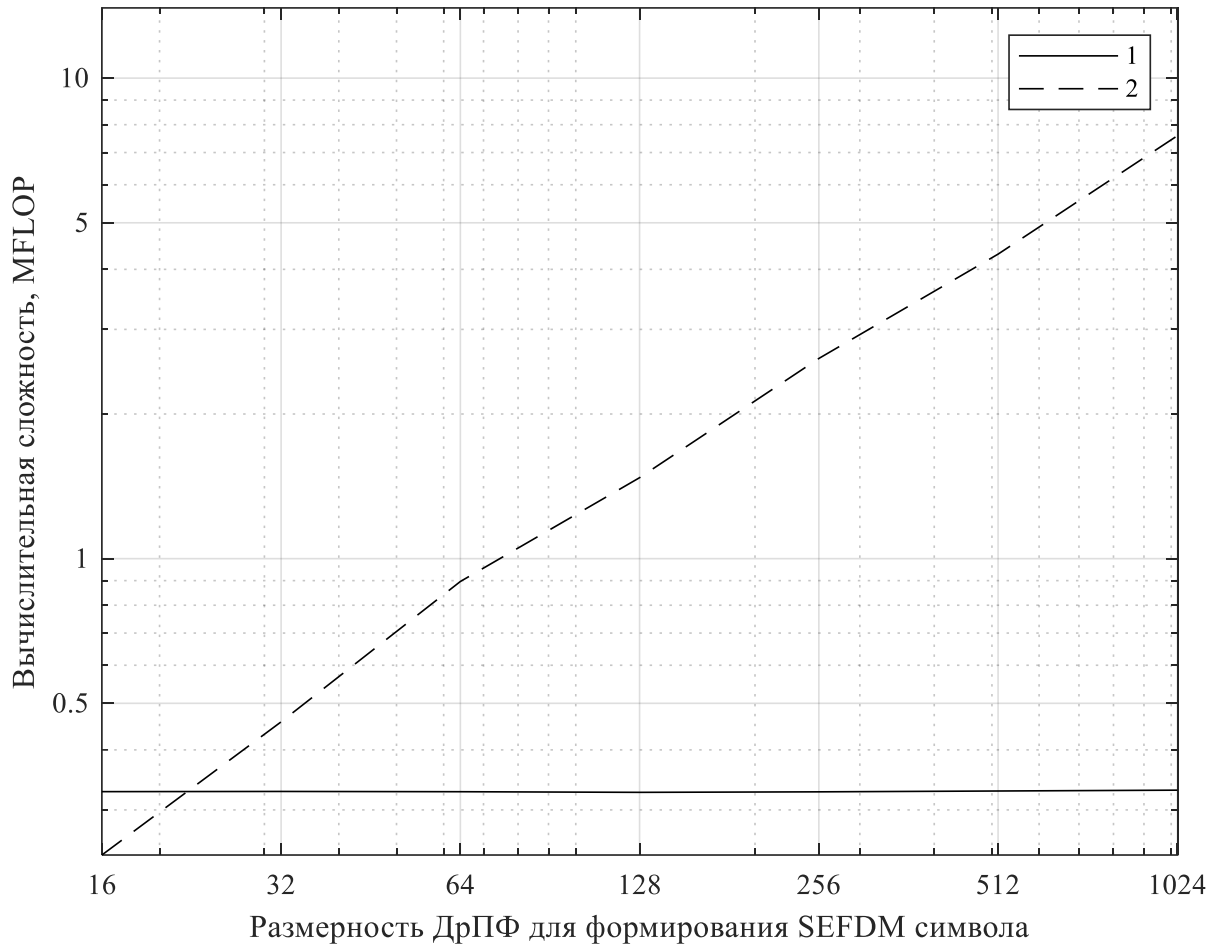


Рисунок 2.19 Зависимость числа операций с плавающей точкой от размерности ДрПФ передатчика. 1 – приемник ГКСНС, 2 – регулярный приемник.

При этом установлено, что применение совокупности этих методов позволяет использовать более простой с вычислительной точки зрения квазиоптимальный ZF-детектор без ухудшения помехоустойчивости системы.

- Предложенный алгоритм детектирования и декодирования сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования позволяет улучшить помехоустойчивость систем в каналах с белым гауссовским шумом на 0,5 - 1 дБ для уровня ошибки 10^{-6} по сравнению с помехоустойчивостью систем с ортогональным частотным мультиплексированием при одинаковой канальной скорости и занимаемой частотной полосе.
- Предложенный приёмник сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования на базе глубокой комплекснозначной сверточной нейронной сети позволяет снизить на порядок вычислительную сложность процесса обработки сигнала по сравнению с линейным детектором без потери его помехоустойчивости, обеспечивая линейный, а не экспоненциальный ее рост от размерности ДрПФ. При этом показано, что регулярная часть классического приемника может быть заменена аппаратным ускорителем искусственного интеллекта.

ГЛАВА 3. МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ НЕОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ ДЛЯ КАНАЛОВ ЗАГОРИЗОНТНОЙ СВЯЗИ

Как известно, системы релейной СВЧ связи эффективно функционируют при условии прямого распространения электромагнитной волны. Дальность пролёта при этом достигает порядка 40-50 км. На более длинных расстояниях характер распространения волны начинает меняться – волна испытывает дифракцию на поверхности Земли и рассеяние от атмосферных неоднородностей. Современные методы цифровой обработки сигналов позволяют расширить возможности существующих систем релейной связи по дальности за счёт использования этих механизмов распространения волны для установления загоризонтной радиосвязи [75]. Однако, стоит отметить, что для увеличения бюджета системы используются усилители мощности, работающие в сильно нелинейном режиме, что не позволяет повысить скорость передачи данных за счет увеличения порядка модуляции. Поэтому одной из целей данной работы является исследование возможности применения сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования в такого рода каналах связи.

3.1 Моделирование канала загоризонтной связи на основе экспериментальных данных

3.1.1 Статистические свойства загоризонтного канала связи

Загоризонтный канал связи из-за дифракции сигнала и возможного его тропосферного рассеяния с математической точки зрения представляет собой частотно-селективный канал с замираниями. Сигнал на выходе такого канала в

общем виде можно представить как сумму задержанных лучей с различными коэффициентами ослабления:

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)), \quad (3.1)$$

где $s(t)$, $x(t)$ – сигналы на входе и выходе канала соответственно, $\alpha_n(t)$ – множитель ослабления сигнала по n -ному пути и $\tau_n(t)$ – задержка распространения для n -го пути. Таким образом можно получить низкочастотный эквивалент импульсной характеристики канала [76]:

$$c(\tau, t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta(t - \tau_n(t)). \quad (3.2)$$

Если рассматривать канал как континуум многопутевых компонент, то НЧ эквивалент импульсной характеристики имеет вид:

$$c(\tau, t) = \alpha_n(\tau, t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}. \quad (3.3)$$

В предположении о стационарности в широком смысле процесса $c(t, \tau)$ по переменной t автокорреляционная функция (АКФ) определяется следующим выражением:

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2, \Delta t) = \frac{1}{2} \langle c^*(\tau_1, t) c(\tau_2, t + \Delta t) \rangle. \quad (3.4)$$

В предположении о некоррелированном рассеянии и допущении о дискретности многолучевых компонент можно записать:

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2, \Delta t) = \phi_c(\tau_1, \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2). \quad (3.5)$$

В таком случае $\phi_c(\tau | \Delta t = 0)$ – интенсивность многопутевого профиля или спектр мощности задержек канала. В общем случае $\phi_c(\tau, \Delta t)$ определяет среднюю мощность выхода канала от задержки τ и разницы моментов времени Δt . Область же значений, в которой $\phi_c(\tau) > 0$, называется многопутевым рассеянием канала T_m . Полную характеристику многопутевого рассеяния можно определить и в

частотной области (взяв преобразование Фурье от $c(\tau)$) и, соответственно, найти автокорреляционную функцию $\phi_c(f_1, f_2, \Delta t)$. Легко получить [77], что $\phi_c(\Delta f, \Delta t)$ и $\phi_c(\tau, \Delta t)$ связаны между собой преобразованием Фурье. Из предположения о некоррелированности рассеяния по отдельным путям следует, что АКФ зависит только от разности частот, следовательно $\phi_c(\Delta f, \Delta t)$ является совместной корреляционной функцией канала в частотной и временной области. Как следствие того, что $\phi_c(\Delta f)$ является Фурье-образом $\phi_c(\tau)$, обратная величина многопутевого рассеяния является мерой частотной когерентности канала [78]:

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau}, \quad \sigma_\tau^2 = \langle \bar{\tau}^2 \rangle - \langle \bar{\tau} \rangle^2$$

$$\langle \bar{\tau}^2 \rangle = \frac{\int \tau^2 \phi(\tau, \Delta t = 0) d\tau}{\int \phi(\tau, \Delta t = 0) d\tau}. \quad (3.6)$$

Изменения во времени характеристик канала свидетельствуют о наличии доплеровского рассеяния. Для выявления эффекта Доплера необходимо провести преобразование Фурье от совместной корреляционной функции канала в частотной и временной области по переменной задержек:

$$S_c(\nu, \Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta f, \Delta t) e^{-j2\pi\nu\Delta t} d\Delta t. \quad (3.7)$$

При $\Delta f = 0$ функция $S_c(f)$ определяет Доплеровский спектр мощности канала.

$$S_c(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta t) e^{-j2\pi f\Delta t} d\Delta t. \quad (3.8)$$

При неизменном во времени канале $\phi_c(\Delta t) = K$ доплеровский спектр представляет из себя дельта-функцию. Область значений, в которой $S_c(f)$ существенно отлично от нуля, является Доплеровским рассеянием в канале F_d . Из

того факта, что $S_c(f)$ является Фурье-образом $\phi_c(\Delta t)$, следует что величина, обратная к F_d является мерой временной когерентности канала [59]:

$$(\Delta t)_c \approx \frac{0.423}{F_d}. \quad (3.9)$$

Более подробно результаты оценки всех основных статистических характеристик и параметров различных загоризонтных каналов связи на основе экспериментального зондирования тестовыми сигналами представлены в работе [79].

Методика определения основным статистических свойств зондируемых загоризонтных каналов выглядела следующим образом. В предположении об эргодичности процесса распространения сигнала оценка совместной корреляционной функции канала в частотной и временной области рассчитывалась следующим образом:

$$\hat{\phi}_c(\tau, \Delta t) = \frac{1}{N} \sum_n^N \langle \hat{c}_n^* \hat{c}_{n+1} \rangle, \quad (3.10)$$

где оператор $\langle \dots \rangle$ обозначает расчет взаимно-корреляционной функции (ВКФ), а \hat{c}_n – оценка импульсной характеристики канала, полученная на n -ном символе зондирующего сигнала. В качестве зондирующего сигнала при измерениях использовался сигнал на основе OFDM-символов. Для оценки импульсной характеристики (ИХ) канала в работе [80] предложен алгоритм, заключающийся в вычислении ВКФ принятого OFDM-символа и эталонного с последующим «шумоподавлением» за счет применения банка вейвлет-фильтров.

После оценки совместной корреляционной функции канала в частотной и временной области путем усреднения большого числа точечных оценок ИХ в предположении об эргодичности процесса можно получить интенсивность многопутевого профиля и, соответственно, полосу частотной когерентности по формулам (3.6) - (3.7). Также, используя полученную оценки совместной

корреляционной функции канала в частотной и временной области, можно рассчитать Доплеровское рассеяние, Доплеровский спектр и интервал временной когерентности по формулам (3.8) - (3.9).

Таблица 4. Измеренные характеристики каналов

Параметр	Канал 1	Канал 2	Канал 3
Длина трассы, км	50 (прямая видимость)	73.96	74.13
Многопутевое рассеяние, мкс	0.07	0.25	0.786
Интервал частотной когерентности, МГц	19.8	3.3	1.4
Доплеровское рассеяние, Гц	~0	1.92	8.78
Интервал временной когерентности, мс	> интервала наблюдения	520	115
Тип распределения доплеровского спектра	Джейкса	Джейкса	Джейкса
Тип распределения амплитуд лучей	Основной луч – райсовское, остальные – рэлеевское	Все лучи имеют рэлеевское распределение	

На основе описанной выше методики были получены оценки импульсных характеристик трех трасс, профили которых с построенными зонами Френеля (для примера, первой, четвертой, восьмой и десятой) с учетом кривизны Земли показаны на рисунке 3.1. Как видно из рисунков две исследуемые трассы являются закрытыми, только на первой открытой остается порядка 5% двенадцатой зоны Френеля. В таблице 4 представлены полученные основные статистические характеристики и параметры представленных выше каналов загоризонтной связи.

3.1.2 Имитационная модель загоризонтного канала связи

Для проведения дальнейшего имитационного моделирования систем загоризонтной связи была разработана имитационная модель загоризонтного канала связи [81; 82].

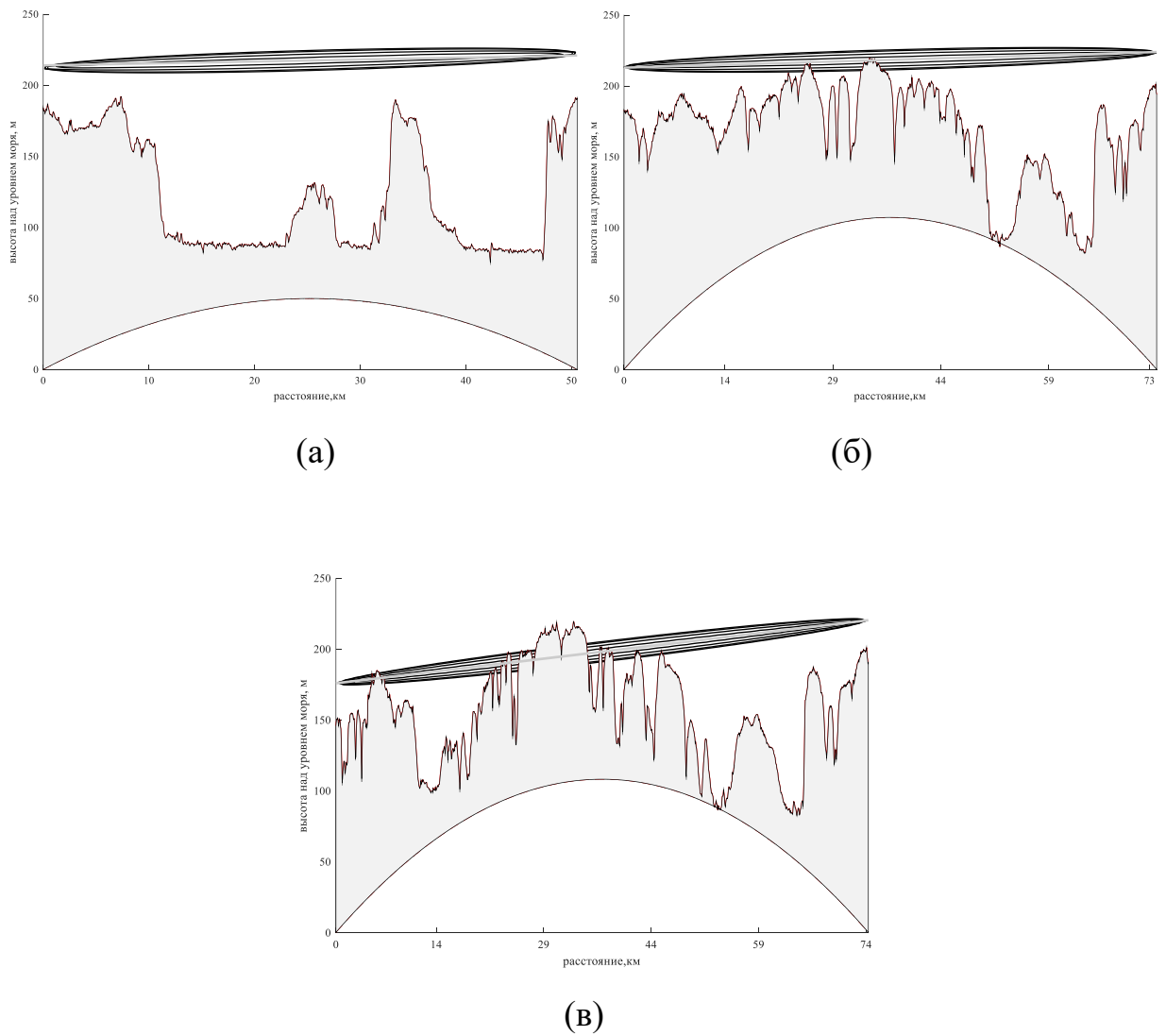


Рисунок 3.1 Профили трасс протяженностью а) 50 км; б) 73.96 км; в) 74.13 км и 1; 4; 8 и 10 зоны Френеля.

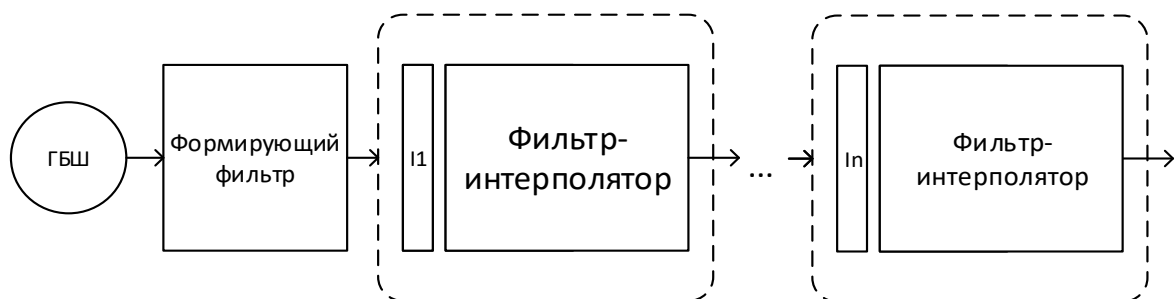


Рисунок 3.2 Общая схема симулятора на основе фильтрации БГШ.

В предположении о дискретности профиля задержанных лучей загоризонтного канала связи для симуляции замирающего канала необходимо сгенерировать подходящую последовательность комплексных амплитуд лучей $\{c_n(t)\}$ и сложить задержанные на $\{\tau_n(t)\}$ копии переданных отсчетов с ослаблениями $\{\mu_n(t)\}$. Для этого можно применить подход, основанный на фильтрации гауссовского случайного процесса через формирующий фильтр с требуемой формой коэффициента передачи $H(f)$. Результатом линейной операции фильтрации белого гауссовского шума с плоской спектральной плотностью мощности станет случайный процесс с гауссовским распределением и спектральной плотностью мощности $S_y(f) = S_n(f)|H(f)|^2$, где $S_n(f)$ — спектральная плотность мощности оригинального случайного процесса, $S_y(f)$ — спектральная плотность мощности выходного случайного процесса.

В частично подтвержденном экспериментально предположении об изотропности исследуемого замирающего канала для моделирования его характеристик можно использовать гауссовский случайный процесс с единичной дисперсией и нулевым математическим ожиданием $c(t) = c_i(t) + jc_q(t)$, где $c_i(t)$ и $c_q(t)$ представляют собой гауссовские случайные процессы с автокорреляционной функцией (АКФ) $R_{c_i, c_i}(\tau) = R_{c_q, c_q}(\tau) = \mathcal{J}_0(2\pi f_D \tau) / 2$, где f_D — максимальная доплеровская частота, $\mathcal{J}_0(\bullet)$ — функция Бесселя первого рода нулевого порядка. Спектральная плотность мощности квадратурных компонент комплексного замирающего сигнала имеет форму спектра Джейкса:

$$S_c(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \sqrt{f_D^2 - f^2}}, & |f| < f_D, \\ 0, & |f| \geq f_D. \end{cases} \quad (3.11)$$

Общая схема симулятора представлена на рисунке 3.2. Отсчеты с генератора белого шума (ГБШ) поступают на вход формирующего фильтра с

требуемой формой амплитудно-частотной характеристики. Затем отсчеты поступают на каскад интерполирующих фильтров.

3.2 Оценка и эквализация передаточной характеристики канала связи

3.2.1 Алгоритмы эквализации частотно-селективного канала связи

При высокоскоростной передаче данных по радиоканалу возникает эффект многолучевого распространения, который приводит к межсимвольной интерференции в принимаемом сигнале. Для борьбы с ней на приемной стороне используют эквалайзеры. В традиционных системах передачи на одной несущей обычно используют эквалайзеры во временной области [64]. Такие эквалайзеры обеспечивают низкую вероятность ошибки и могут работать в достаточно быстро меняющихся каналах, однако имеют большую аппаратную сложность, особенно в многолучевых каналах с длинным откликом. В системах передачи с ортогональным частотным разделением каналов обычно применяют эквалайзеры в частотной области, основанные на использовании быстрого преобразования Фурье (БПФ), которые при той же вероятности ошибки имеют меньшую сложность [64].

Временной эквалайзер представляют собой линейный фильтр с изменяемыми коэффициентами (рисунок.3.3). Здесь $x(k)$ - комплексный отсчет сигнала на входе приёмника, $d(k)$ - известный неискаженный каналом отсчёт сигнала, $y(k)$ - отсчёт сигнала на выхода эквалайзера, где k – временной индекс. Если ввести векторное обозначение $\mathbf{h}(k) = [h_1(k), h_2(k) \dots h_N(k)]^T$ для весовых коэффициентов фильтра, где N – порядок фильтра, и $\mathbf{x}(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-N+1)]^T$ для содержимого линии задержки фильтра, то выходной сигнал фильтра будет определяться соотношением:

$$y(k) = \mathbf{h}^H \mathbf{x}, \quad (3.12)$$

здесь индекс H означает эрмитово сопряжение.

Для расчёта оптимального весового вектора используют, как правило, итеративные алгоритмы – метод стохастического градиента (LMS), метод сопряжённых градиентов (CG), рекурсивный метод наименьших квадратов (RLS). LMS-алгоритм является самым простым с точки зрения вычислительной и алгоритмической сложности, однако он обладает медленной сходимостью. RLS-алгоритм сходится значительно быстрее предыдущего метода. При этом его скорость сходимости не зависит от отношения собственных чисел корреляционной матрицы. Платить за это приходится большей вычислительной сложностью. Компромиссным среди адаптивных методов для пакетного режима работы системы связи является CG-алгоритм. Он обладает достаточно быстрой сходимостью и не требует подбора каких-либо параметров. К тому же если корреляционная матрица принятого сигнала не будет обладать свойством положительной определённости, то в отличие от других методов алгоритм не разойдется.

Эквалайзеры в частотной области ранее, как правило, применяли для систем связи со многими поднесущими. Но в последнее время эта технология стала распространяться и на традиционные системы передачи на одной несущей, особенно при работе в каналах с сильной частотной избирательностью (SC-FDE системы). Это связано с тем, что для таких каналов длительность адаптивного фильтра становится значительной, поэтому сильно усложняется его практическая реализация. К тому же современные цифровые процессоры и ПЛИС уже снабжены готовыми аппаратными блоками, осуществляющими быстрое преобразование Фурье, которое необходимо для работы частотного эквалайзера. Блок-схема системы с эквалайзером, работающим в частотной области, изображена на рисунке 3.4.

Рассмотрим эквалайзер в частотной области применительно к сигналам с ортогональными поднесущими (OFDM). При формировании таких сигналов для борьбы с межсимвольной интерференцией между передаваемыми символами

вводятся защитные интервалы, для заполнения которых используется циклический префикс: несколько последних отсчетов добавляются перед началом символа.

Если длина префикса больше длины предполагаемой импульсной характеристики канала, т.е. линейная свертка с сигналом может быть представлена циклической сверткой, которая представляет собой произведение Фурье-образов. Это свойство дискретного преобразования Фурье позволяет эффективно производить компенсацию искажений в частотной области.

Получим выражение для коэффициентов эквалайзера, считая, что канал связи статичный, то есть не изменяется во времени. Для этого запишем вид OFDM сигнала с P используемыми поднесущими:

$$s(n) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{k=0}^{P-1} d_k e^{j \frac{2\pi nk}{N}}, \quad -L \leq n \leq N-1, \quad (3.13)$$

где N – длина преобразования Фурье, L – длина защитного интервала и d_k – информационный символ.

Полагая, что $E |d_k|^2 = 1$ и считая длину импульсной характеристики канала равной $L+1$, запишем принятый сигнал следующим образом:

$$y(n) = \sum_{l=0}^L h(l) s(n-l) + w(n), \quad (3.14)$$

где $w(n)$ – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ).

Принятый сигнал для $0 \leq n \leq N$ не будет искажен межсимвольной интерференцией:

$$y(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^L h(l) \sum_{k=0}^{P-1} d_k e^{j \frac{2\pi(n-l)k}{N}} + w(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{P-1} d_k H_k e^{j \frac{2\pi kn}{N}} + w(n), \quad (3.15)$$

$$0 \leq n \leq N-1$$

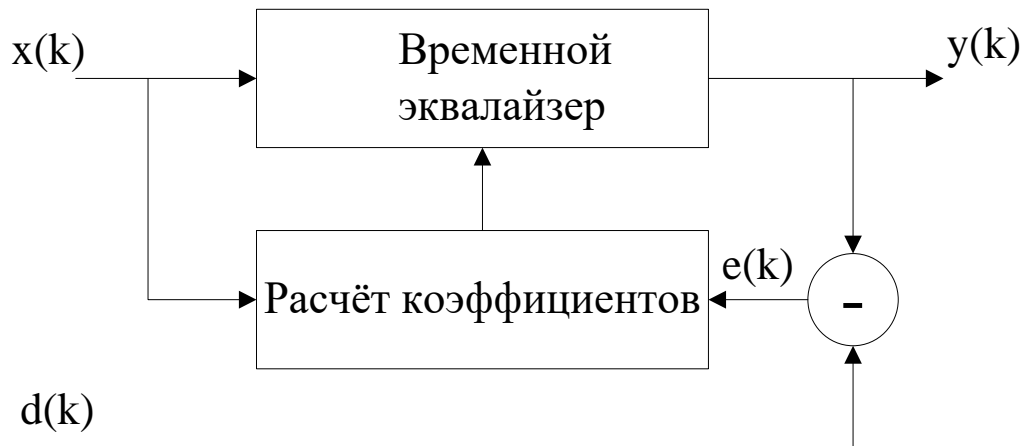


Рисунок 3.3 Блок-схема эквалализации сигнала во временной области

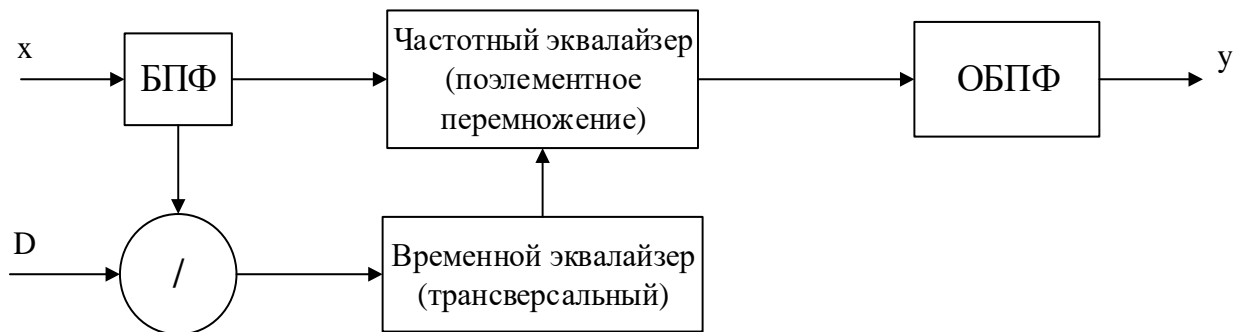


Рисунок 3.4 Блок-схема эквалализации сигнала в частотной области

где $H_k = \sum_{l=0}^L h(l) e^{\frac{-2\pi jkl}{N}}$ – дискретное преобразование Фурье от импульсной характеристики канала.

Из сравнения (3.2) и (3.4) видно, что воздействие канала проявляется в появлении множителя H_k на каждой поднесущей. В приёмнике, после операции прямого преобразования Фурье, сигнал на k -й поднесущей запишется следующим образом:

$$\begin{aligned} Y_k &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{\frac{-2\pi jkn}{N}} + W_k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{P-1} d_m H_m \sum_{n=0}^{N-1} e^{\frac{2\pi j(m-k)n}{N}} + W_k = \\ &= d_k H_k + W_k. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Из последнего уравнения можно получить выражение для линейной оценки частотной характеристики канала:

$$\hat{H}_k = \frac{Y_k}{d_k} = H_k + \frac{W_k}{d_k}. \quad (3.17)$$

Таким образом, оценить канал связи можно вводя в OFDM-сигнал пилот-символы, значения которых известны на приёмной стороне. Из выражения (3.17) видно, что полученная оценка зашумлена. Степень этой «зашумлённости» зависит от отношения сигнал/шум в канале.

После оценки частотной характеристики канала связи, можно проводить эквализацию принятого сигнала. Запишем выражение для принятого сигнала в частотной области в векторном виде:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{d} + \mathbf{W}, \quad (3.18)$$

где $\mathbf{Y} = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{P-1}]^T$, $\mathbf{d} = [d_0, d_1, \dots, d_{P-1}]^T$, $\mathbf{W} = [W_0, W_1, \dots, W_{P-1}]^T$. Канальная матрица \mathbf{H} имеет вид:

$$\mathbf{H} = \text{diag}(\hat{H}_0, \hat{H}_1, \dots, \hat{H}_{P-1}). \quad (3.19)$$

Из (3.19) можно получить выражение для коэффициентов эквалайзера, в частности с помощью обращения матрицы \mathbf{H} . Тогда коэффициенты эквалайзера примут вид:

$$G_k = \hat{H}_k^{-1} = \frac{1}{\hat{H}_k}, \quad k = (0, 1, \dots, P-1). \quad (3.20)$$

Эквалайзер с такими коэффициентами является реализацией метода обращения в нуль незначущих коэффициентов (ZF) [47]. Одним из главных преимуществ такого алгоритма является простота его реализации: для эквализации одного OFDM-символа необходимо проделать P умножений и P делений. Из недостатков метода можно отметить следующее: при наличии в амплитудно-частотной характеристике канала глубоких провалов характеристика эквалайзера в этих диапазонах будет иметь большое значение. Это может привести к вычислительным ошибкам и «преднамеренному» увеличению уровня шума в данных частотных диапазонах.

Чтобы избавиться от этого недостатка, применяют MMSE-эквалайзеры, которые строятся исходя из критерия минимума среднего квадрата ошибки между переданным и полученным сигналом в частотной области:

$$J = \langle |\mathbf{d} - \mathbf{G}^H \mathbf{Y}|^2 \rangle \rightarrow 0 \quad (3.21)$$

где угловые скобки означают усреднение. Для нахождения матрицы эквалайзера \mathbf{G}^H , продифференцируем целевую функцию J по \mathbf{G}^H и приравняем результат к нулю:

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \mathbf{G}^H} &= \langle \mathbf{Y} \mathbf{Y}^H \mathbf{G} - \mathbf{Y} \mathbf{d}^H \rangle = \\ &= \langle (\mathbf{H} \mathbf{d} \mathbf{d}^H \mathbf{H}^H + \mathbf{H} \mathbf{d} \mathbf{W}^H + \mathbf{W} \mathbf{d}^H \mathbf{H}^H + \mathbf{W} \mathbf{W}^H) \mathbf{G} - \mathbf{H} \mathbf{d} \mathbf{d}^H - \mathbf{W} \mathbf{d}^H \rangle = 0. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Будем считать, что переданные данные d_k некоррелированы между собой, и мощность переданного сигнала на каждой поднесущей равна единице. Обозначим дисперсию шума через σ^2 и запишем выражение для \mathbf{G}^H :

$$\mathbf{G}^H = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1}. \quad (3.23)$$

Таким образом, коэффициенты эквалайзера будут определяться соотношением:

$$G_k = \frac{\hat{H}_k^*}{|\hat{H}_k|^2 + \sigma^2}. \quad (3.24)$$

Видно, что в отсутствие шума (т.е. $\sigma^2 = 0$) выражение (3.24) совпадает с выражением для коэффициентов ZF-эквалайзера. Из-за зависящей от дисперсии шума добавки в знаменателе, такой алгоритм вычислительно более устойчив и менее чувствителен к глубоким провалам характеристики канала связи.

3.2.2 Алгоритмы шумоподавления при оценке частотной характеристики канала связи

Как было показано выше, расчёт коэффициентов эквалайзера основывается на оценке частотной характеристики канала связи. Дополнительная цифровая обработка способствует повышению помехозащищенности системы связи для увеличения скоростей, позволяя более точно определять значения оценки частотной характеристики канала связи. Как правило, методы шумоподавления применяются к сигналу во временной области. В работе [83] данные алгоритмы были применены для оценки частотной характеристики канала.

Как известно из теории быстрого вейвлет-преобразования (БВП), любую функцию $s(t)$ можно рассматривать на любом m' -уровне разрешения [84] в виде:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_{m',k} \varphi_{m',k}(t) + \sum_{m=m'}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{m,k} \psi_{m,k}(t). \quad (3.25)$$

Значения коэффициентов (которые обычно называют суммами и разностями) определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} c_{m',k} &= \int_t s(t) \varphi_{m',k}(t) dt, \\ d_{m,k} &= \int_t s(t) \psi_{m,k}(t) dt \end{aligned} \quad (3.26)$$

где $\varphi_{m',k}(t)$ – масштабирующие функции, $\psi_{m,k}(t)$ –вейвлет-функции, $c_{m,k}$ – коэффициенты аппроксимации, $d_{m,k}$ –коэффициенты детализации. В общем случае коэффициенты $c_{m,k}$ и $d_{m,k}$ можно вычислять непосредственно по формулам (3.26). Так как в цифровом виде эти функции представляют собой массив отсчетов, то в интегралы заменяются конечными суммами. Получаем, что наилучшим уровнем разложения будет разложение в интервале одного отсчета. Согласно кратномасштабному анализу, который является основой теории быстрого вейвлетного преобразования вычисление коэффициентов масштаба и детализации при последовательном увеличении уровня разложения приходит к итеративной форме:

$$\begin{aligned} c_{m+1,k} &= \sum_n g_n c_{m,2k+n} \\ d_{m+1,k} &= \sum_n h_n c_{m,2k+n} \end{aligned} \quad (3.27)$$

где g_n и h_n , являются отсчетами импульсных характеристик односторонних согласованных цифровых фильтров, масштабирующего и детализирующего соответственно. Представление вейвлета во времени (его временные отсчеты) требуется только для расчета отсчетов импульсных характеристик фильтров g_n и h_n , которые непосредственно используются в БВП. В качестве значений $c_{0,k}$

используются исходные отсчеты, т.е. $c_{0,k} = s(k)$. Обратное быстрое вейвлет-преобразование представляет реконструкцию исходного сигнала в порядке уменьшения значения m :

$$c_{m-1} = \sum_{n \in I} c_{m,n} g_{k-2n} + \sum_{n \in I} d_{m,n} h_{k-2n} \quad (3.28)$$

и обеспечивает абсолютно точное восстановление отсчетов сигнала по отсчетам найденных вейвлет коэффициентов при любом уровне разложения.

Кратко БВП, описанное формулами (3.27) можно описать следующим образом: изначально первый фильтр с характеристикой g_n выделяет низкие частоты $|\omega| \leq \pi/2$ из сигнала $s_k = c_0$, а фильтр с характеристикой h_n соответственно верхние $\pi/2 \leq |\omega| \leq \pi/2$. В обоих случаях на выходе фильтров отсутствует либо верхняя, либо нижняя половины частот, что позволяет продецимировать сигнал в два раза, т.е. провести передискретизацию в два раза, что и отражено в формуле (3.27) с помощью сдвигов $(2k+n)$. В результате децимации область верхних или нижних частот транспонируется в незанятое, освобожденное фильтрацией место. В результате таких операций для низкочастотного и высокочастотного фильтров получаем два потока данных, каждый из которых несет информацию только о своей половине частот, а итоговое число отсчетов не изменяется. Обратная операция, производимая с помощью ОБВП, называемая быстрой вейвлет реконструкцией сигнала проводится по механизму, отраженному в формуле (3.28). На рисунке 3.5 изображена концептуальная схема вейвлет декомпозиции и реконструкции сигнала. Децимация сигнала схематично изображена стрелкой вниз, а интерполяция стрелками вверх. Стоит отметить, что из-за наличия и характеров срезов полос пропускания ВЧ и НЧ фильтров при реконструкции сигнала наблюдаются потери информации. По мере увеличения порядка разложения, уменьшения крутизны фильтров, увеличения рассогласованности вейвлетных функций погрешность декомпозиции с последующей реконструкцией возрастает [85]. Быстрое вейвлет-преобразование,

существующее только для ортогональных вейвлетов, также называется классическим алгоритмом Маллата. При обычном алгоритме Маллата на каждом шаге «отрезается» половина НЧ-части диапазона сигнала, что исходит из представления о большей информативности низкочастотной части спектра сигнала [86]. Если подвергнуть сигнал последовательному частотному разделению, используя как низкочастотные (аппроксимирующие) g , так и высокочастотные (детализирующие) h коэффициенты, то возникает дерево расщепления. Деревья расщепления, соответствующие обычному (классическому) и усовершенствованному алгоритму Маллата, показаны на рисунке 3.6.

Подобный анализ сигнала позволяет исследовать получаемые подполосы сигнала путем перемещения по ветвям дерева.

Идея предлагаемого метода «вейвлетного шумоподавления» состоит в том, что высокочастотные компоненты амплитудно-частотной характеристики канала соответствуют шумовым компонентам.

Исходя из этого предположения, производится декомпозиция сигнала с последующей реконструкцией, но уже с либо замененными, либо вообще зануленными высокочастотными компонентами. В качестве примера возьмем двукратное разложение. Полученные в результате декомпозиции выходы ВЧ фильтров первого и второго порядка разрешения приравняются к нулю в предположении, что именно они являются шумовыми компонентами, после этого происходит реконструкция сигнала, аналогичная фильтрации сигнала идеальным фильтром с полосой, равной четверти полосы сигнала.

Предположим, что шумовая часть сигнала находится во всей полосе сигнала и простое обнуление полученных подполос не принесет должного эффекта. Для этого детализирующие коэффициенты в реконструкции сигнала получают путем подачи их на пороговую функцию [86].

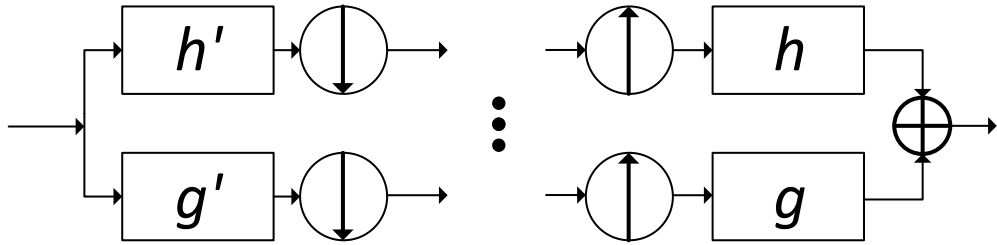


Рисунок 3.5 Графическое представление быстрой декомпозиции и реконструкции сигнала

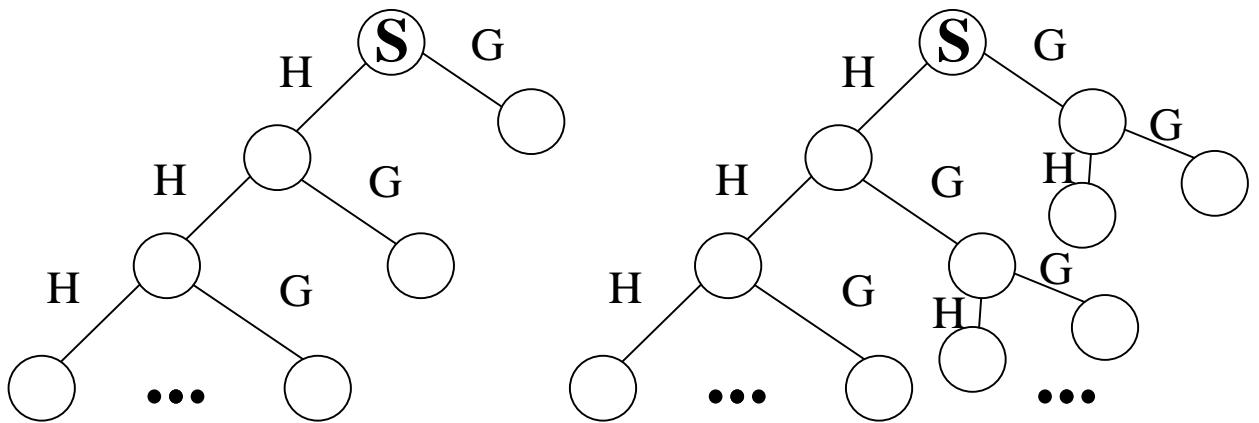


Рисунок 3.6 Дерево алгоритма Маллата исходного (слева) и усовершенствованного (справа)

Такие функции не изменяют или линейно изменяют большие коэффициенты разложения, при этом обращают в ноль все, что меньше некоторого порога.

Пороговые оценки выбираются из следующих соображений:

- только часть отсчетов, полученных в результате применения детализирующих фильтров должны быть ненулевыми;
- воздействию шума подвергаются не только детализирующие коэффициенты, но и масштабирующие, при этом большим искажениям подвергаются именно детализирующие.

На основе такого подхода возможно разделить все полученные коэффициенты на две категории: «шумовые» и «сигнальные». В большинстве случаев таким критериям удовлетворяют так называемые методы «thresholding», чаще всего описываемые двумя функциями:

- «жесткая» пороговая функция вида:

$$hard(k, \lambda) = \begin{cases} k, & |k| \geq \lambda \\ 0, & |k| < \lambda \end{cases}; \quad (3.29)$$

- «мягкая» пороговая функция вида:

$$soft(k, \lambda) = \text{sign}(k) [|k| - \lambda], \quad (3.30)$$

где k – оценка частотной характеристики канала.

Значение величины λ является параметром, который влияет на степень «отфильтрованности» шумов. При малых λ в результате двух вейвлетных преобразований – прямого и обратного получим большие значения «недофильтрованного» шума. При больших λ , наоборот, возможно зануление информационных коэффициентов разложения и произойдет излишнее сглаживание сигнала. Для выбора значения λ используется множество методов, таких, как оценка Стейна, которая получается в результате минимизации функционала перекрестной значимости и прочие. На рисунке 3.7 представлены нормализованные оценки амплитудно-частотной характеристики канала связи, полученные с использованием (кривая 2) и без использования метода вейвлетного

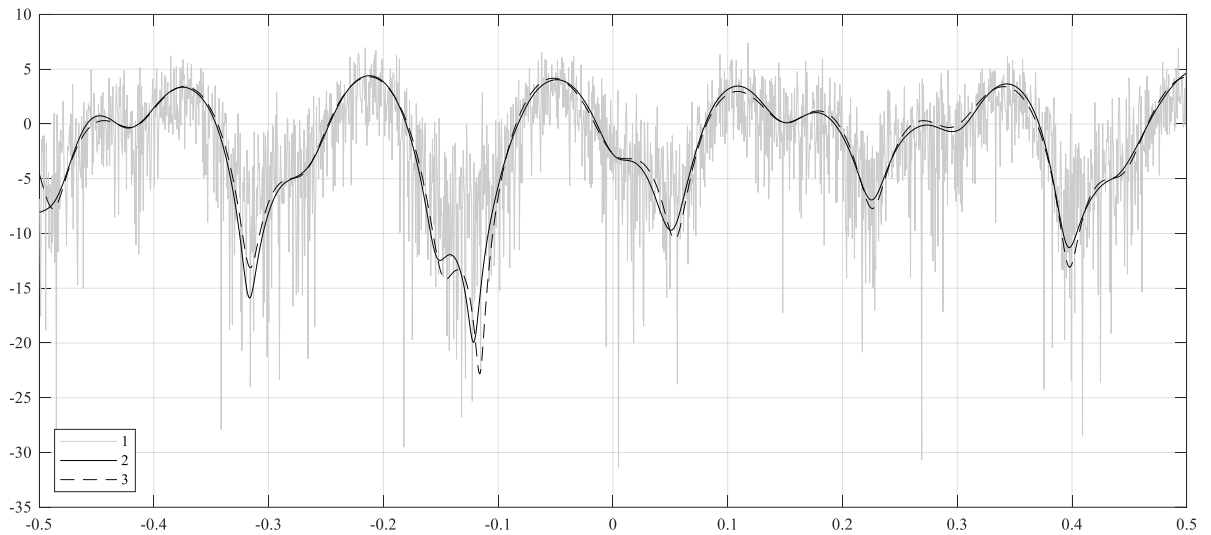


Рисунок 3.7 Оценки АЧХ канала связи

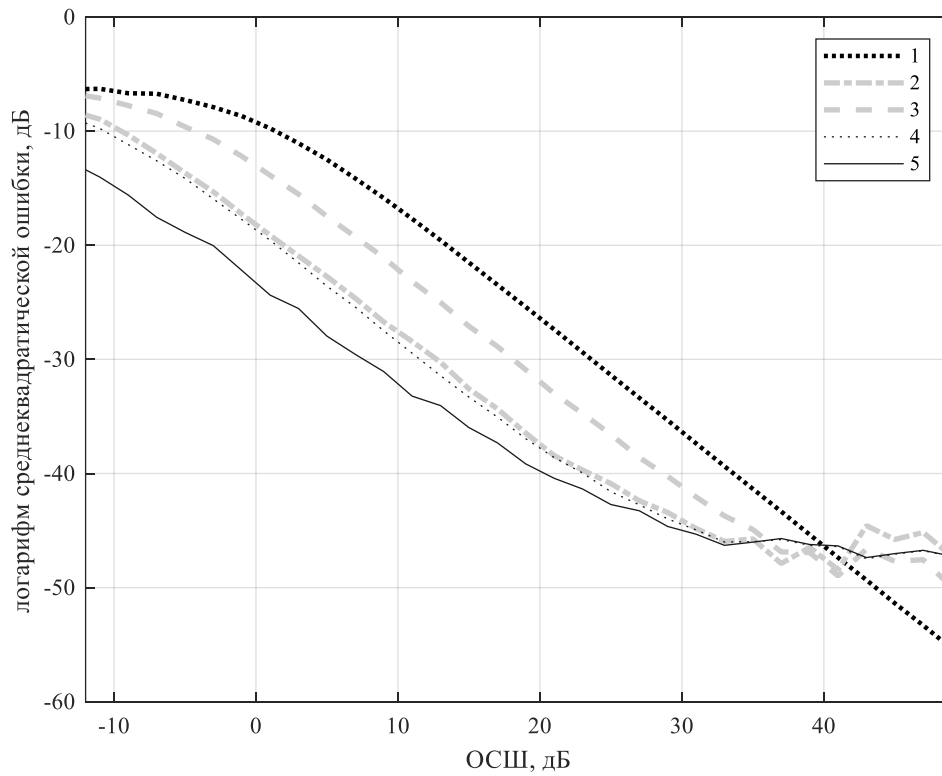


Рисунок 3.8 Зависимость логарифма среднеквадратической ошибки оценки частотной характеристики канала от отношения сигнал/шум

шумоподавления (кривая 1), а также оценка, полученная в той же реализации канала, но без аддитивного шума (кривая 3). Видно, что отфильтрованная оценка максимально приближается к оценке, полученной в канале без шума.

Для количественного описания работы метода вейвлетного шумоподавления на рисунке 3.8 представлена зависимость логарифма среднеквадратической ошибки оценки частотной характеристики от отношения сигнал/шум. Кривая 1 на рисунке соответствует оценке без шумоподавления. Для полноты анализа в качестве альтернативы предложенному методу шумоподавления взят метод скользящего среднего. Поэтому кривые 2 и 3 на рисунке 3.8 соответствуют применению скользящего среднего для длины окна 1% и 10% от длины оценки частотной характеристики. Использование длины окна, превышающей 10% от длины оцениваемой характеристики, существенно уменьшает выигрыш в среднеквадратической ошибке оценки. Как видно использование метода скользящего среднего позволяет получить выигрыш от 4 до 8 дБ в среднеквадратической ошибке оценки ЧХ в диапазоне ОСШ от 0 до 20 дБ для рассматриваемого канала связи. Кривые 4 и 5 соответствуют использованию метода вейвлетного шумоподавления для порядков разложения 2 и 6 соответственно. Из рисунка видно, что при двукратном разложении в диапазоне ОСШ от 0 до 20 дБ для рассматриваемого канала выигрыш в среднеквадратической ошибке составляет от 5 до 10 дБ, а при использовании шестикратного разложения выигрыш составляет от 13 до 15 дБ.

На рисунке 3.9 приведена оценка дисперсии оценок частотной характеристики. Кривая 1 соответствует зашумленной оценке, кривая 2 - оценке, полученной в канале без АБГШ, а кривая 3 – оценке с шумоподавлением. Как видно использование любого метода шумоподавления позволяет в рабочем диапазоне отношений сигнал/шум привести дисперсию оценки ЧХ в границы, соответствующей реальной ЧХ.

Для количественного описания выигрыша от использования метода вейвлетного шумоподавления было произведено имитационное моделирование. Были сформированы модели систем связи, использующей сигналов на основе

неортогонального частотного мультиплексирования эквалайзеры, полученные методом обращения в нуль незначущих коэффициентов (ZF). Соответствующие кривые помехоустойчивости приведены на рисунке 3.10. Здесь кривые 1, 3, 5 соответствуют SEFDM $\alpha=0.9$, FBMC, UFMC с ZF эквалайзером соответственно; кривые 2, 4, 6 – SEFDM $\alpha=0.9$, FBMC, UFMC с ZF эквалайзером и вейвлетным шумоподавлением. Видно, что в результате применения метода «вейвлетного шумоподавления» помехоустойчивость всех рассматриваемых систем связи для частотно селективного канала связи увеличилась более чем на 2 дБ по уровню битовой ошибки 10^{-4} .

3.3 Имитационное моделирование систем связи на основе SEFDM технологии для загоризонтных каналов связи

Используя разработанную имитационную модель загоризонтного канала связи и методы эквализации канала с алгоритмами шумоподавления, рассмотренные выше, была создана имитационная модель системы связи на основе SEFDM-технологии для загоризонтных каналов связи, блок-схема которой приведена на рисунке 3.11.

Для эквализации канала связи использовался частотный ZF-эквалайзер. В качестве дополнительной обработки при оценке амплитудно-частотной характеристики канала применялся метод «вейвлетного шумоподавления» с четырьмя уровнями разложения и пороговым методом отбора коэффициентов разложения. Для оценки канала в пакет включался зондирующий OFDM сигнал с полосой, совпадающей с полосой исследуемого SEFDM сигнала.

В виду наличия потерь на загоризонтных трассах, превышающих бюджет линии связи, в работе было предложено использовать метод внутрисигнального частотного разнесения. Принцип этого метода предполагает дублирование информации в частотной области.

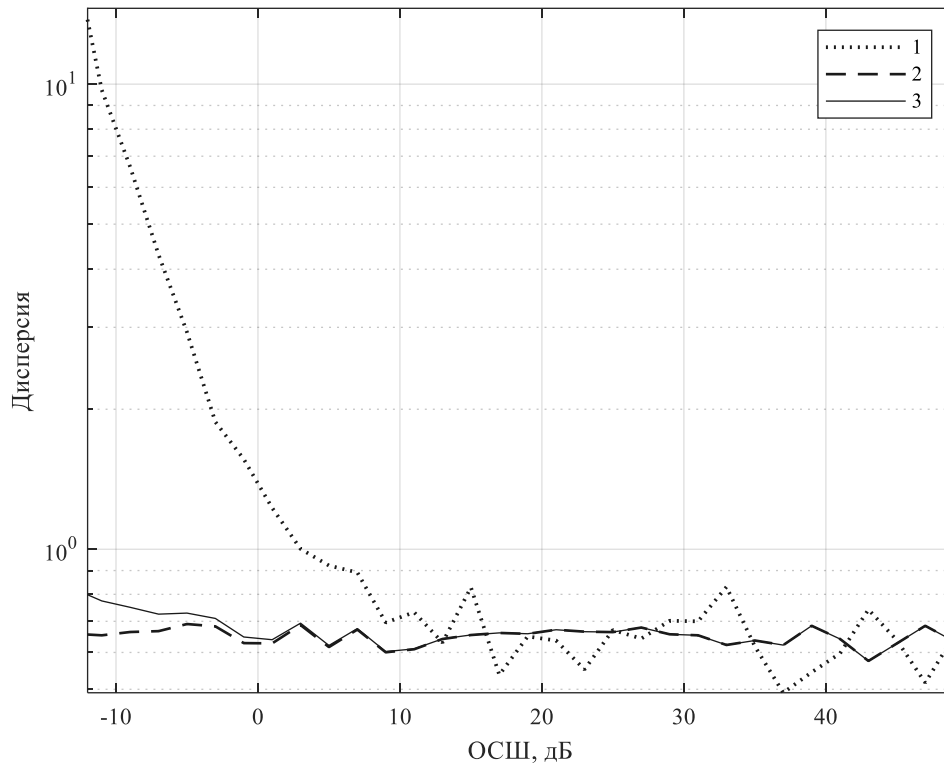


Рисунок 3.9 Зависимость дисперсии оценки частотной характеристики от отношения сигнал / шум

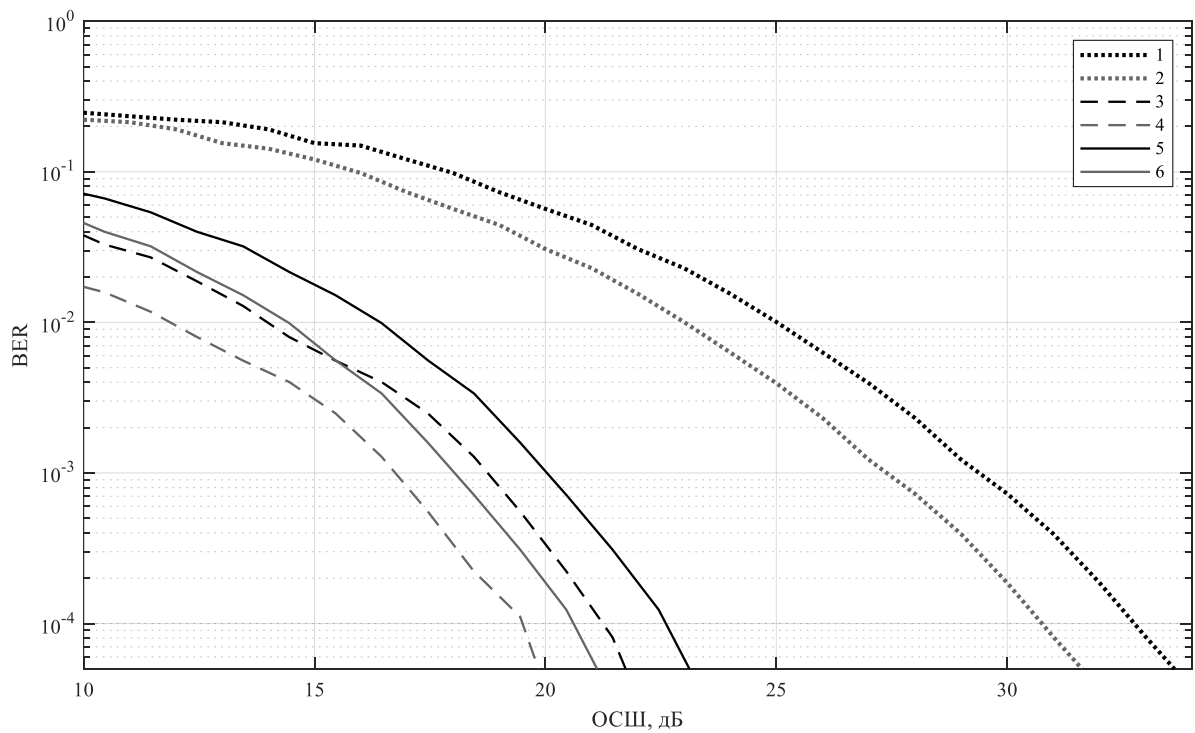


Рисунок 3.10 Кривые помехоустойчивости различных систем связи

На приемной стороне предполагается адаптивный алгоритм выбора подполос с последующим взвешенным суммированием частей Фурье – образа принятого сигнала (N – число частотных подполос $N < P$). Блок-схема, иллюстрирующая принцип частотного разнесения, показана на рисунке 3.12.

С помощью разработанной имитационной модели системы связи исследовались характеристики помехоустойчивости систем связи, использующих сигналы на основе неортогонального частотного мультиплексирования, при различных коэффициентах сжатия в загоризонтных каналах с различными статистическими свойствами (канал 1 – канал 3 из таблицы 4).

Полученные результаты представлены на рисунках 3.13 – 3.15 (стрелка с цифрой 1). Здесь кривые 1 соответствуют OFDM модуляции, а кривые 2 – 6 SEFDM модуляции с коэффициентами сужения спектра $\alpha=0.9$, $\alpha=0.8$, $\alpha=0.7$, $\alpha=0.6$, $\alpha=0.5$ соответственно. Из полученных результатов видно, что системы, использующие сигналы на основе неортогонального частотного мультиплексирования, обладают немного худшей помехоустойчивостью в каналах с замираниями, чем ортогональные сигналы.

Стрелками с номерами 2 – 5 показаны группы кривых помехоустойчивости с порядками разнесения 2, 4, 8 и 16 соответственно. Нумерация кривых в группе соответствует различным коэффициентам сжатия, описанным выше.

Из приведённых результатов можно сделать вывод о том, что применение внутрисигнального частотного разнесения компенсирует искажения, вносимые неортогональностью базиса преобразования. При этом, чем выше порядок разнесения, тем меньше становится проигрыш в требуемом ОСШ ортогональных и неортогональных сигналов для достижения аналогичной вероятности битовой ошибки.

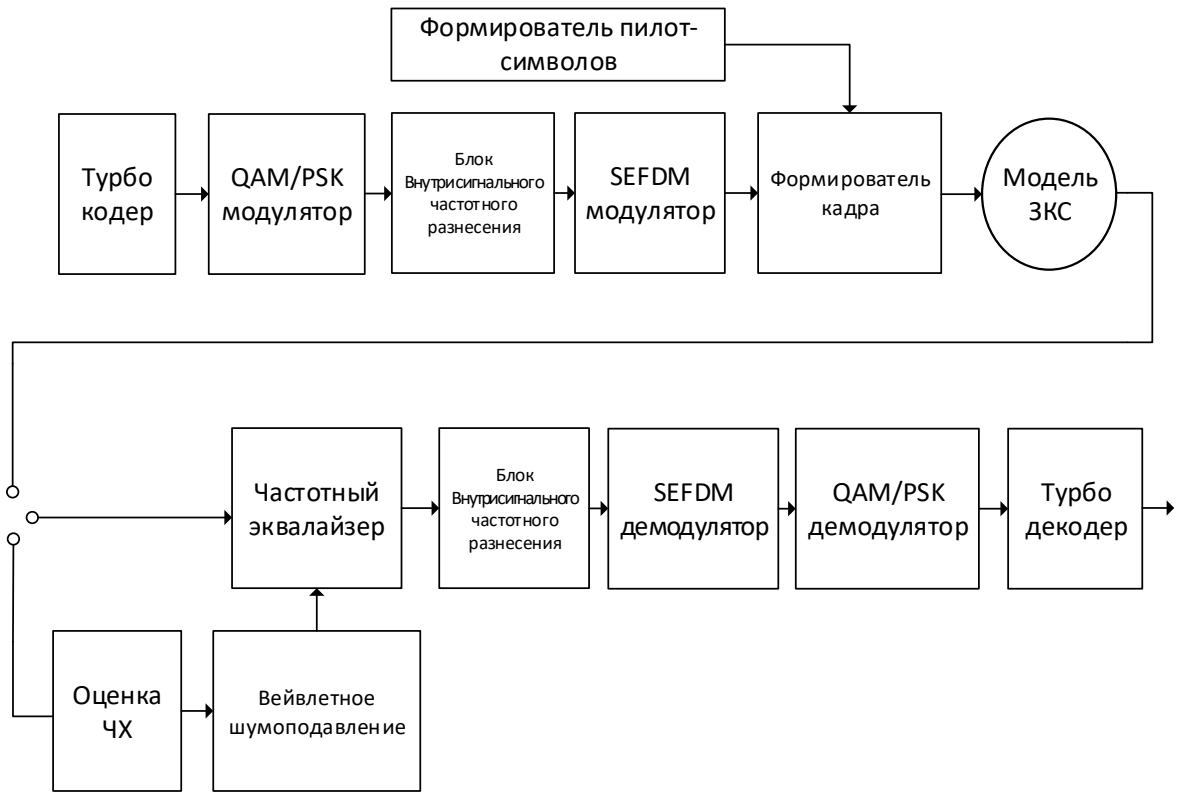


Рисунок 3.11 Блок-схема модели SEFDM системы связи для загоризонтных каналов

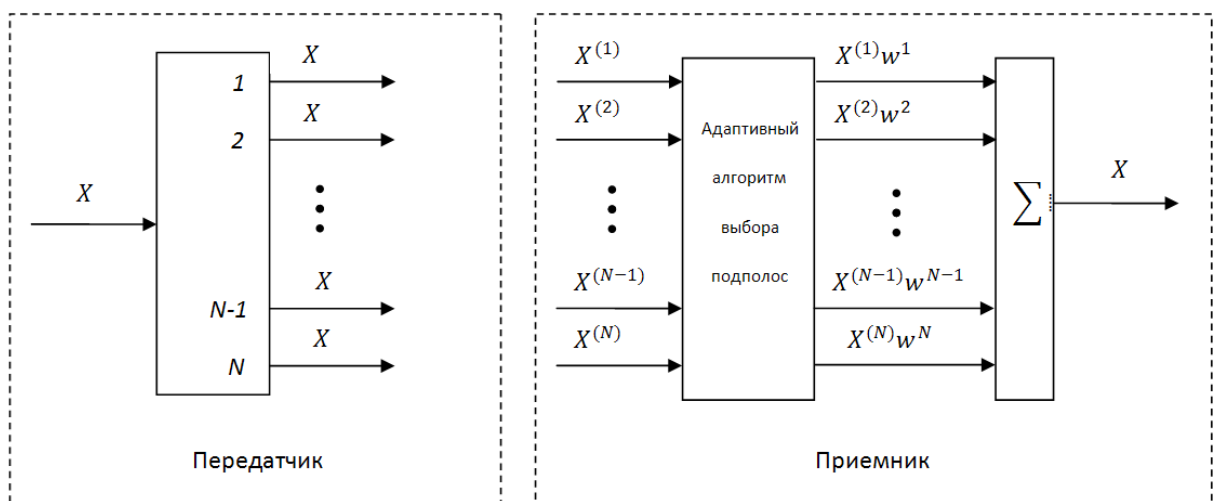


Рисунок 3.12 Блок-схема принципа частотного разнесения

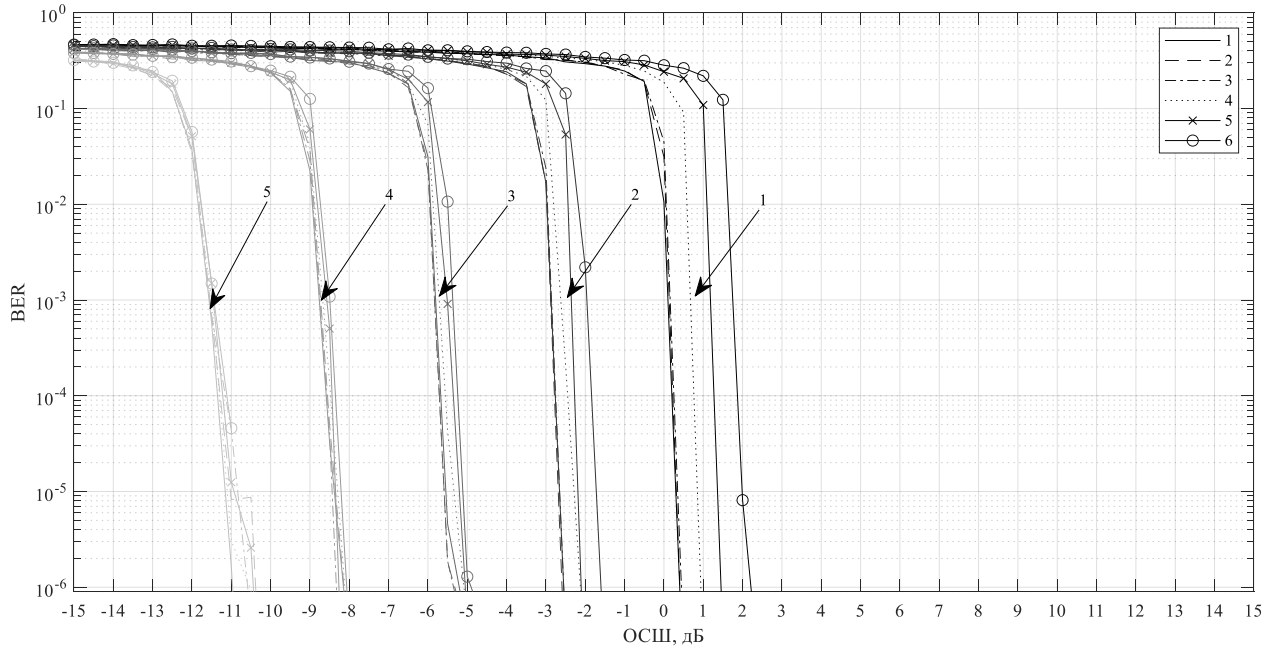


Рисунок 3.13 Кривые помехоустойчивости для канала 1

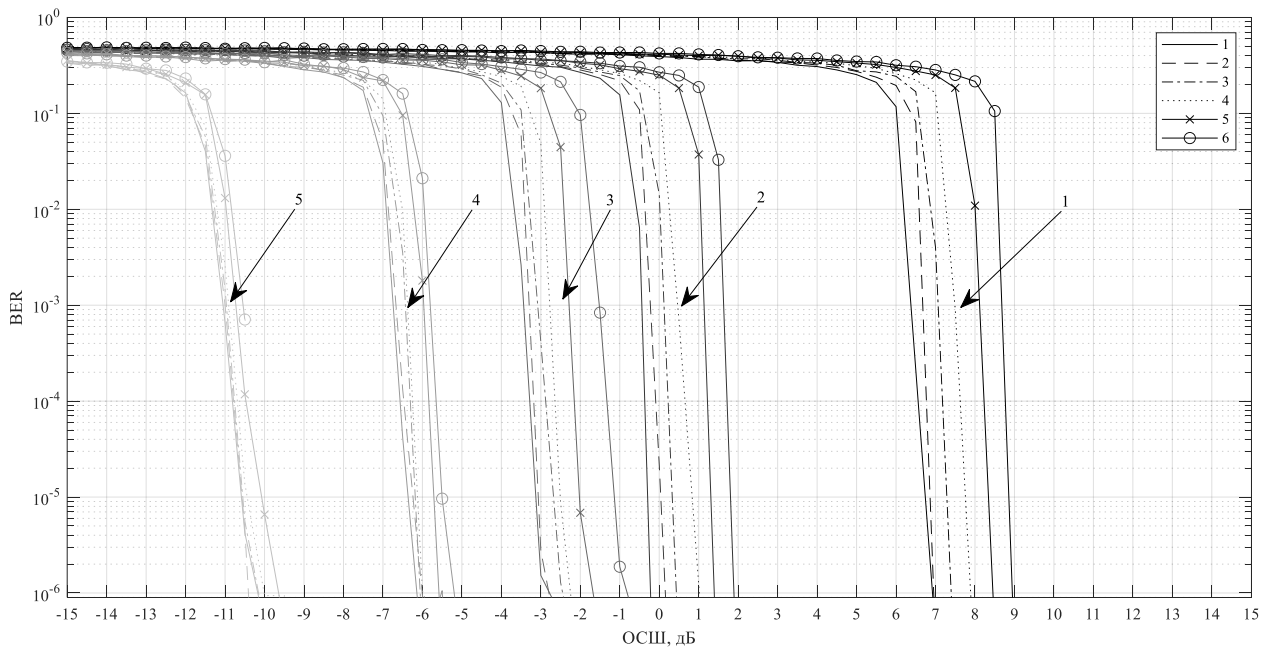


Рисунок 3.14 Кривые помехоустойчивости для канала 2

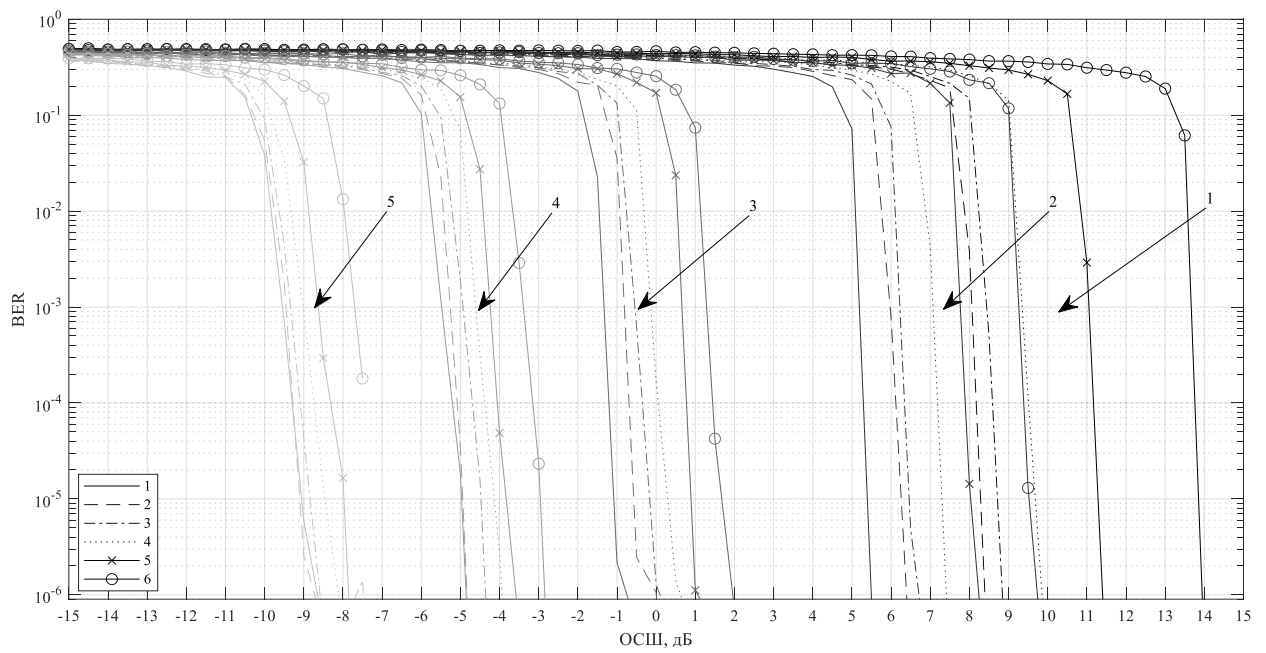


Рисунок 3.15 Кривые помехоустойчивости для канала 3

3.4 SEFDM-приемник на базе нейросетевой архитектуры для каналов с замираниями

Для оценки эффективности применения нейросетевых архитектур для обработки сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования в частотно-селективных каналах с замираниями в работе был разработан SEFDM-приемник [72] на базе ГКЧС, который разделяется на эквалайзер и непосредственно детектор (рисунок 3.16).

Как уже было сказано выше, если передача сигнала осуществляется в многолучевом канале, то перед детектором ставится блок эквализации (верхняя половина рисунка 3.16). Прямая сеть ГКЧС эквалайзера содержит четыре подмодуля. Первый подмодуль состоит из двух одинаковых слоев размерностью $N \times S \times 1$ и одномерной комплексной свертки размерности $N \times N \times 1$, которые преобразуют отсчеты сигнала из временной области в частотную. Второй подмодуль оценивает частотную характеристику канала с помощью четырех слоев, за которыми следует двумерный комплексный фильтр. Третий подмодуль выполняет частотную эквализацию с поэлементным комплексным делением. Наконец, четвертый подмодуль преобразует сигнал из частотной области во временную с помощью ОБПФ-подобного слоя размерностью $N \times N \times 1$. В подмодуле оценки канала первый слой предназначен для определения местоположения пилотов и оценки коэффициентов канала для пилотов. Оценка частотной характеристики получается путем интерполяции на весь интервал когерентности и оценки канала в следующих трех слоях и двумерном фильтре.

Считая число SEFDM символов на слот когерентности константой, асимптотическая вычислительная сложность ГКЧС приемника составляет $O(N^2)$ (или $O(NS)$ при использовании циклического префикса), поскольку ГКЧС состоит только из каскадных уровней без каких-либо циклов. Неэффективно обучать весь ГКЧС приемник непосредственно в каналах с многолучевыми замираниями из-за сильных искажений. Поэтому была разработана двухэтапная

схема обучения (рисунок 3.17). На первом этапе ГКСНС детектор обучается только в канале с белым гауссовским шумом. На втором этапе в схему обучения добавляется ГКСНС эквалайзер, а параметры детектора фиксируются. При этом для генерации обучающих данных включается частотно-селективное затухание канала. Функция потерь одинакова для обоих этапов. Техника редактирования графа обеспечивает обратное распространение, когда вторая половина прямой сети заморожена. Двухэтапный подход к обучению может повысить эффективность данных за счет повторного использования одного и того же предварительно обученного детектора на втором этапе для различных настроек замираний. Точно так же обученную на втором этапе модель можно корректно подстроить под различные реалистичные каналы. Для повышения эффективности обучения используется несколько методов.

Во-первых, обучающие данные подаются в модель небольшими пакетами, что обеспечивает высокую пропускную способность параллельной обработки в графических процессорах и минимизирует задержку при копировании в память. Во-вторых, при программировании SEFDM-передатчиков и модулей с замираниями на основе библиотеки NumPy обработка данных векторизуется и избегается использование больших циклов. В-третьих, используется механизм ранней остановки в дополнение к максимальному количеству итераций обучения. Сначала в работе анализировались характеристики помехоустойчивости разработанных SEFDM систем связи в релеевском канале. Релеевские замиранья, обусловленные интерференцией достаточно большого числа рассеянных сигналов и сильным ослаблением прямого сигнала, являются наиболее глубокими и приводят к значительным ошибкам при передаче информации. При моделировании использовался канал связи, заданный расширенной автомобильной моделью (EVA). Для проверки эффективности применения нейросетевых архитектур в качестве приёмников сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования был проведён сравнительный анализ.

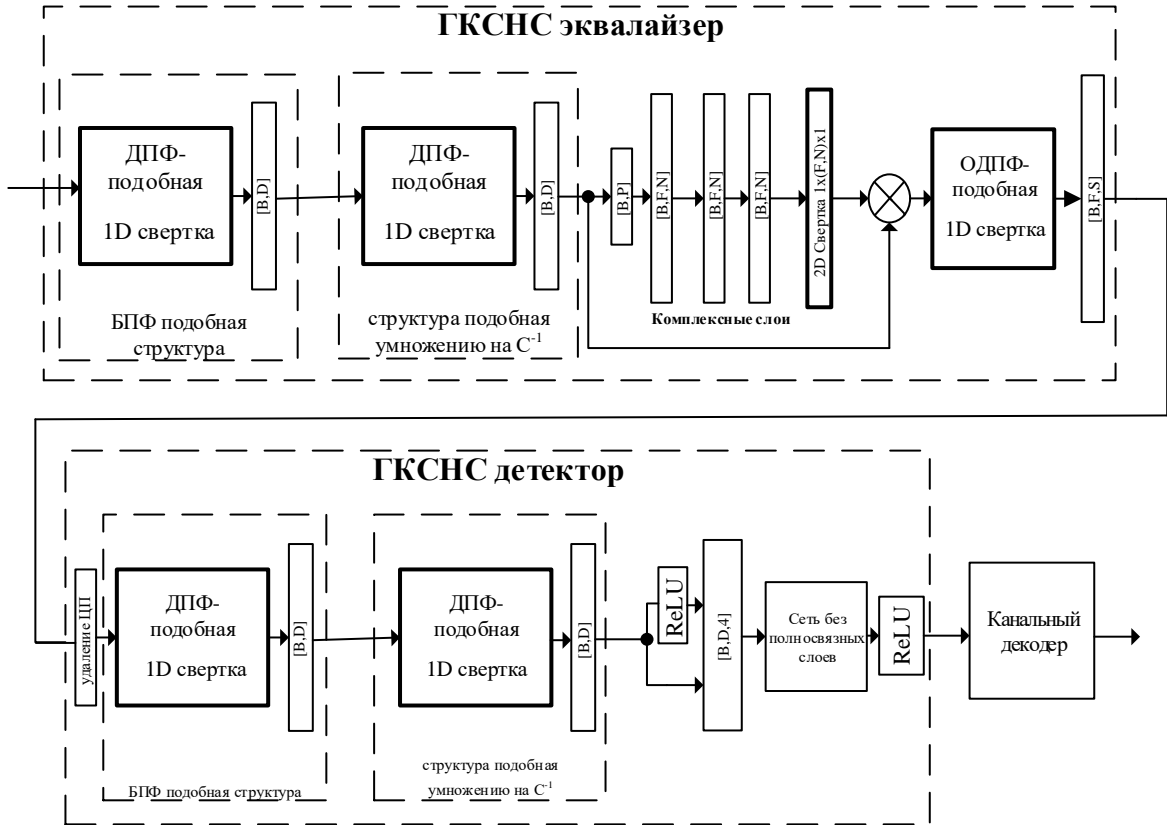


Рисунок 3.16 Структурная схема ГКСНС приемника

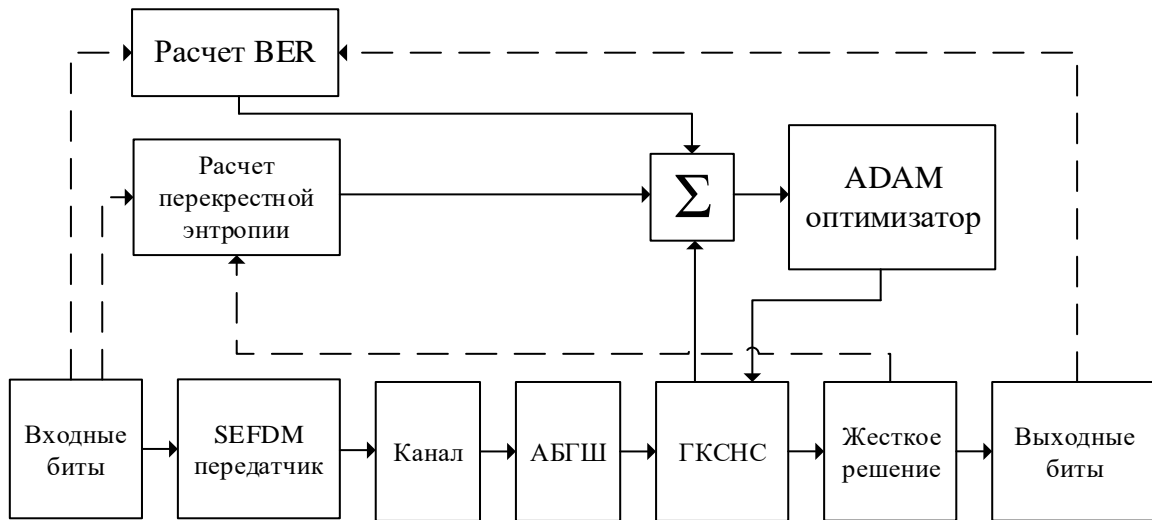


Рисунок 3.17 Структурная схема процесса обучения ГКСНС приемника

Сравнивались характеристики помехоустойчивости системы связи, использующей ГКСНС приёмник, изображённый на рисунке 3.16, и использующей классический приёмник с ZF-эквалайзером и линейным детектором (рис.3.9).

Полученные характеристики помехоустойчивости с применением канального кодирования представлены на рисунке 3.18.

Здесь кривые 1, 3, 5 соответствуют коэффициенту сужения спектра $\alpha=1$, $\alpha=0.75$, $\alpha=0.5$ для приемника на основе ГКСНС соответственно, а кривые 2, 4, 6 – для $\alpha=1$, $\alpha=0.75$, $\alpha=0.5$ для классического линейного детектора.

Видно, что, во-первых, нейросетевой приёмник имеет преимущество над классическим даже для ортогональных сигналов (кривые 1 и 2) (на 0,6 дБ для рассматриваемого канала); для неортогональных сигналов помехоустойчивость системы на основе нейросетевого приёмника ухудшается всего на 0,6 дБ при сужении спектра сигнала в два раза, а для классического приёмника – на 2,5 дБ. Всё это демонстрирует большую эффективность применения нейросетевых архитектур приёмников над классическими при построении приёмников для сигналов с частотным мультиплексированием.

Далее с использованием разработанной нейросетевой архитектуры приёмника исследовалась помехоустойчивость SEFDM систем связи для загоризонтных каналов. Полученные результаты представлены на рисунках 3.19 и 3.20. Здесь кривые 1-4 соответствуют коэффициенту сужения спектра $\alpha=1$, $\alpha=0.9375$, $\alpha=0.75$, $\alpha=0.5$ для классического линейного детектора, а кривые 5-8 - для приемника на основе ГКСНС соответственно. Видно, что нейросетевой детектор по помехоустойчивости не уступает классическому, а для некоторых случаев и эффективнее его.

Для сравнительного анализа вычислительной сложности по числу операций с плавающей точкой была опять выбрана LTE – подобная структура кадра по линии вниз в конфигурации точка-точка. Структура кадра при такой конфигурации представляет собой следующие друг за другом 10 субкадров, каждый из которых состоит из 7 SEFDM символов, но уже с использованием защитных интервалов в отличие от раздела 2.5.3.

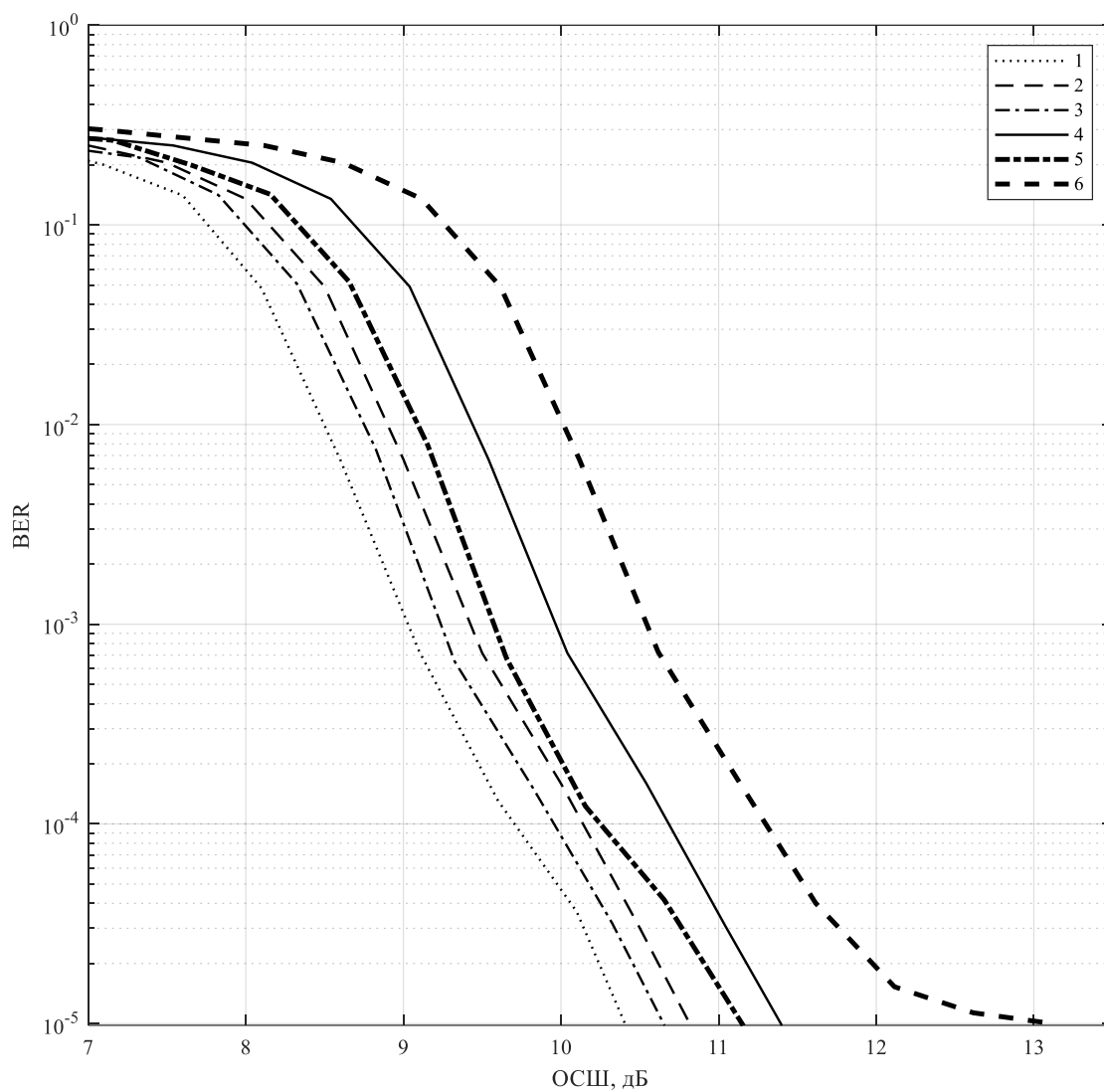


Рисунок 3.18 Кривые помехоустойчивости для SEFDM систем связи с различными архитектурами приёмников для различных коэффициентов сужения спектра

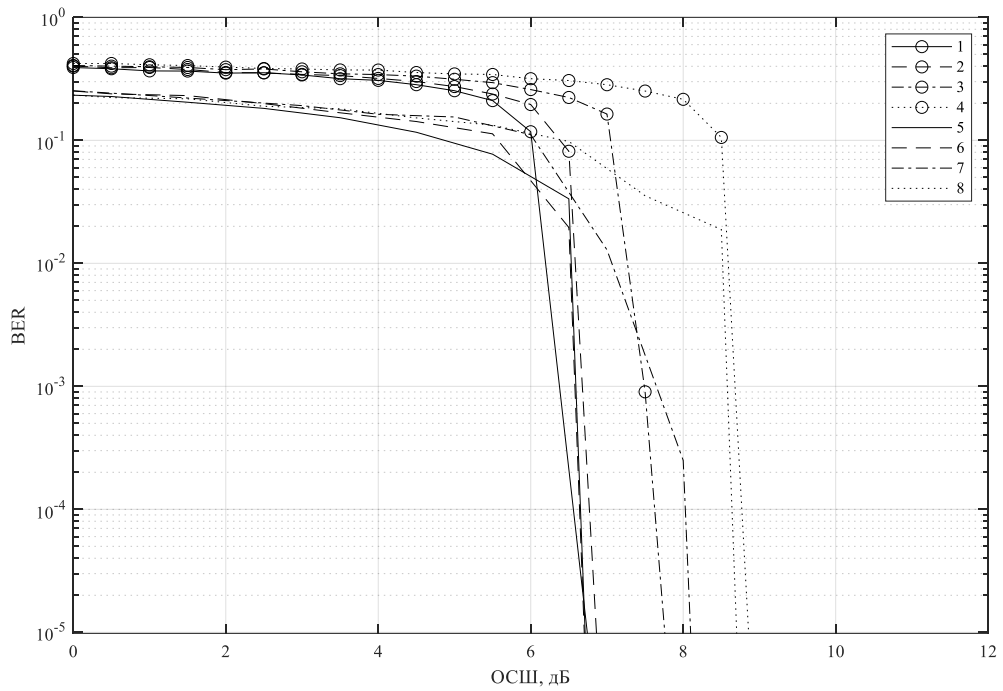


Рисунок 3.19 Кривые помехоустойчивости для SEFDM систем связи с различными архитектурами приёмников в загоризонтном канале 2 для различных коэффициентов сужения спектра

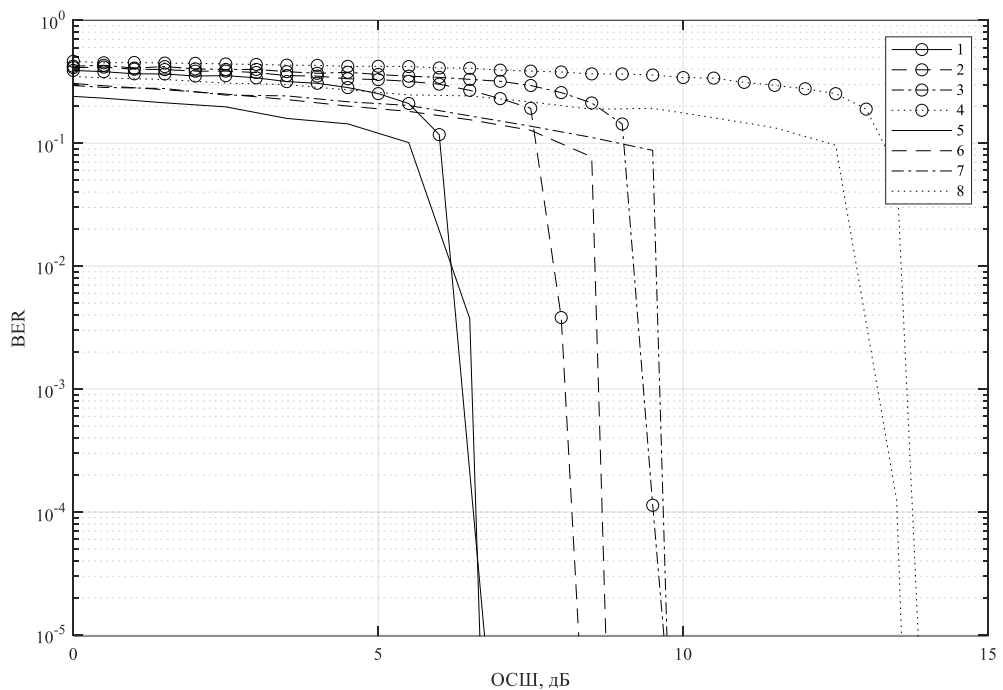


Рисунок 3.20 Кривые помехоустойчивости для SEFDM систем связи с различными архитектурами приёмников в загоризонтном канале 3 для различных коэффициентов сужения спектра

Пилот-тоны равномерно распределены по субкадру в частотной области таким образом, что итоговая оценка ЧХ канала не требует интерполяции.

На рисунке 3.21 представлен график зависимости числа операций с плавающей точкой от размерности ДрПФ передатчика. Кривая 1 соответствует приемнику на основе ГКСНС, кривая 2 – классическому с использованием метода вейвлетного шумоподавления, кривая 3 – классическому без использования метода вейвлетного шумоподавления.

Как видно из графика число операций с плавающей точкой для ГКСНС приемника с эквалайзером увеличилось примерно в 2 раза по сравнению с ГКСНС приемником без эквалайзера и также линейно растет при увеличении размерности ДрПФ. Вычислительная сложность классического приемника также как и при отсутствии эквалайзера характеризуется экспоненциальным ростом при увеличении размерности ДрПФ. Вейвлетное шумоподавление в классическом приемнике увеличивает число операций с плавающей точкой не более чем на 6%.

Выводы к главе 3

- Экспериментальное зондирование загоризонтного канала связи показало, что его амплитудное распределение можно характеризовать райесовским или релеевским законами, а распределение доплеровского спектра – законом Джейкса. При этом параметры этих распределений будут различны для различных трасс.

- Разработанный метод «вейвлетного шумоподавления» при оценке характеристики частотно селективного канала позволяет повысить помехоустойчивость систем связи с частотным мультиплексированием более чем на 2 дБ по уровню битовой ошибки 10^{-4} .

- Системы на основе неортогонального частотного мультиплексирования обладают меньшей помехоустойчивостью в каналах с релеевскими замираниями, в том числе в каналах загоризонтной связи, по сравнению с ортогональными системами, даже при использовании кодирования.

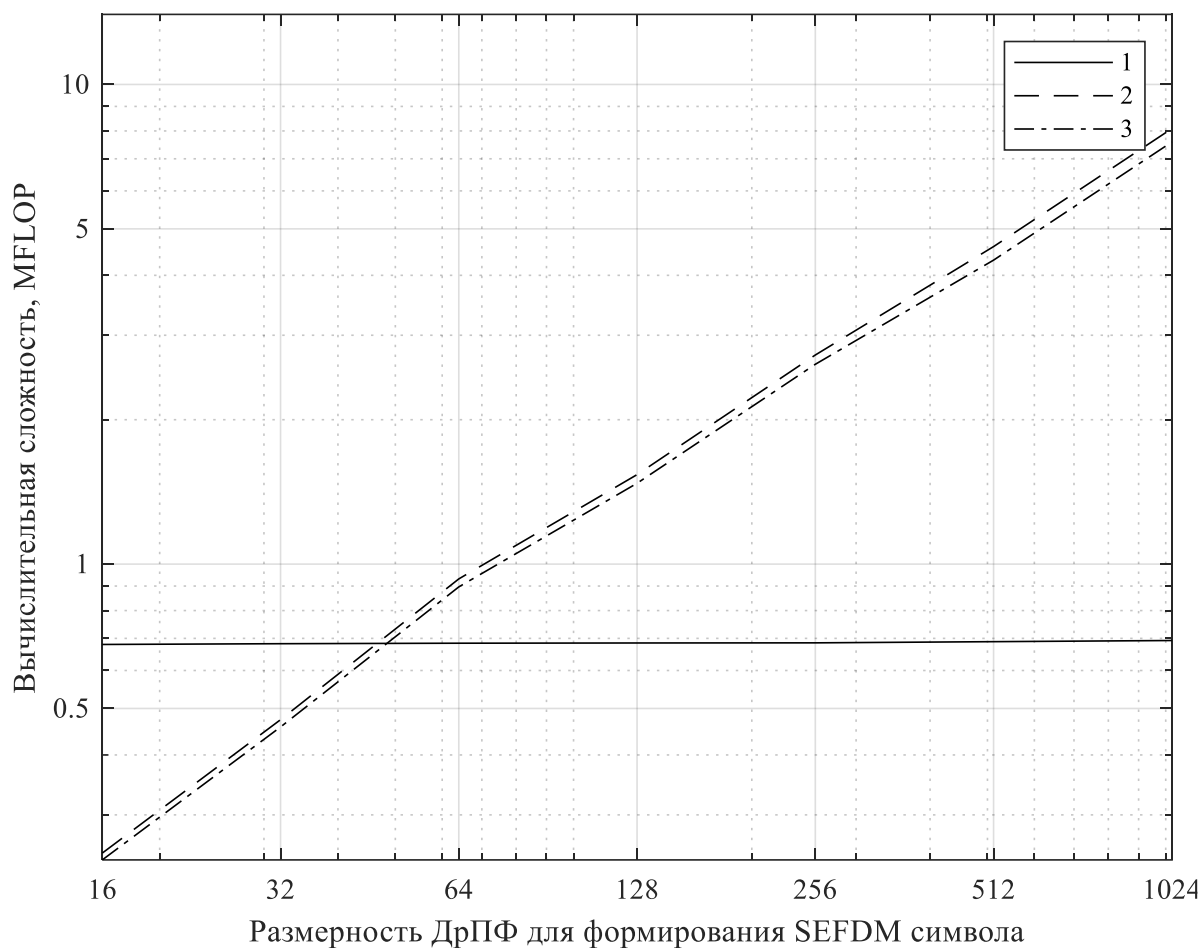


Рисунок 3.21 Зависимость числа операций с плавающей точкой от размерности ДрПФ передатчика. 1 – приемник ГКСНС, 2 – регулярный приемник с использованием шумоподавления, 3 – регулярный приемник без использования шумоподавления.

- Предложенный метод внутрисигнального частотного разнесения компенсирует искажения, вносимые неортогональностью базиса преобразования. При этом, чем выше порядок разнесения, тем меньше становится проигрыш в требуемом ОСШ ортогональных и неортогональных сигналов для достижения аналогичной вероятности битовой ошибки.

- Разработанная структура приёмника на основе глубокой комплекснозначной сверточной нейронной сети позволяет сочетать методы использования циклических префиксов, оценки канала и компенсации межсимвольных искажений, что приводит к уменьшению вычислительной сложности обработки сигнала на порядок и позволяет обеспечить ее линейный рост при увеличении размерности ДрПФ, а не экспоненциальный, характерный для регулярных методов приема.

- Показано, что нейросетевой приёмник имеет преимущество над классическим даже для ортогональных сигналов. Для неортогональных сигналов помехоустойчивость системы на основе нейросетевого приёмника ухудшается всего на 0,6 дБ при сужении спектра сигнала в два раза, а для классического приёмника – на 2,5 дБ. Всё это демонстрирует большую эффективность применения нейросетевых архитектур приёмников над классическими.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проведён ряд теоретических и экспериментальных исследований, направленных на повышения спектральной и энергетической эффективности систем беспроводной связи при различных условиях функционирования.

1. На основе проведенного сравнительного анализа показано, что наиболее перспективными с точки зрения спектральной эффективности и вычислительной сложности при обработке являются сигналы на основе неортогонального частотного мультиплексирования (SEFDM).

2. Предложен алгоритм детектирования сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования на базе усечённого сингулярного разложения матрицы взаимной корреляции между поднесущими в совокупности с применением турбокодера со свёрточным кодированием, включающим итеративную обработку с мягкими решениями, что позволяет значительно снизить усиление шума преобразования и эффективно бороться с межканальной интерференцией, возникающей при детектировании SEFDM сигналов. При этом установлено, что применение совокупности этих методов позволяет использовать более простой с вычислительной точки зрения квазиоптимальный ZF-детектор без ухудшения помехоустойчивости системы. Предложенный алгоритм позволяет улучшить помехоустойчивость системы в каналах с белым гауссовским шумом на 0,5 - 1 дБ для уровня ошибки 10^{-6} по сравнению с помехоустойчивостью систем с ортогональным частотным мультиплексированием при одинаковой канальной скорости и занимаемой частотной полосе.

3. Предложен детектор сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования на базе глубокой комплекснозначной свёрточной нейронной сети, который позволяет снизить вычислительную сложность процесса обработки сигнала на порядок, обеспечивая линейный её рост при увеличении длительности символа, а не экспоненциальный, характерный для регулярных методов приема без потери помехоустойчивости системы.

4. На основе экспериментального зондирования загоризонтного канала связи установлено, что его амплитудное распределение можно характеризовать райесовским или релеевским законами, а распределение доплеровского спектра – законом Джейкса. При этом параметры этих распределений будут различны для различных трасс.

5. Предложен метод оценки частотной характеристики канала распространения, использующий фильтрацию на основе вейвлетов для уменьшения влияния аддитивного шума. Показано, что применение данного метода позволяет уменьшить среднеквадратическую ошибку оценки частотной характеристики канала распространения на 10 - 15 дБ.

6. Предложен метод внутрисигнального частотного разнесения для формирования и обработки сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования. Показано, что применение данного метода позволяет не только повысить энергоэффективность системы, но и компенсировать искажения, вносимые неортогональностью базиса преобразования.

7. Предложен приёмник сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования на базе глубокой комплекснозначной сверточной нейронной сети для частотно селективных каналов. Показано, что его применение позволяет улучшить помехоустойчивость системы на 0,6 - 2 дБ для уровня ошибки 10^{-5} в зависимости от коэффициента сужения спектра сигнала по сравнению с классическим приёмником, снижая при этом вычислительную сложность обработки.

Список литературы

1. ITU-R. Detailed specifications of the terrestrial radio interfaces of International Mobile Telecommunications-2020 (IMT-2020) / ITU-R. – International Telecommunication Union, Report ITU-R M.2410-0, 2022.
2. Alsharif M.H. Evolution towards fifth generation (5G) wireless networks: Current trends and challenges in the deployment of millimetre wave, massive MIMO, and small cells / M.H. Alsharif, R. Nordin // Telecommunication Systems. – 2017. – Vol. 64. – Evolution towards fifth generation (5G) wireless networks. – № 4. – P. 617-637.
3. Five disruptive technology directions for 5G / F. Boccardi [и др.] // IEEE Communications Magazine. – 2014. – Т. 52. – № 2. – С. 74-80.
4. Revisiting Wireless Internet Connectivity: 5G vs Wi-Fi 6 / E.J. Oughton [et al.] // Telecommunications Policy. – 2021. – Vol. 45. – Revisiting Wireless Internet Connectivity. – № 5. – P. 102127.
5. Sultan A. Feasibility study on new services and markets technology enablers for network operation; Stage 1 / A. Sultan, M. Pope // 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Technical report (TR). – 2016. – Т. 22.
6. Romano G. IMT-2020 Requirements and Realization / G. Romano // Wiley 5G Ref: The Essential 5G Reference Online. – 2019. – С. 1-28.
7. Farhang-Boroujeny B. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier / B. Farhang-Boroujeny // IEEE Signal Processing Magazine. – 2011. – Т. 28. – № 3. – С. 92-112.
8. Khudhair S.A. Review in FBMC to Enhance the Performance of 5G Networks. / S.A. Khudhair, M.J. Singh // J. Commun. – 2020. – Т. 15. – № 5. – С. 415-426.
9. Introduction to QAM-FBMC: From waveform optimization to system design / C. Kim [и др.] // IEEE Communications Magazine. – 2016. – Т. 54. – № 11. – С. 66-73.

10. Saadaldeen A. Universal Filtered Multicarrier (UFMC) vs. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) / A. Saadaldeen, A.S. Abdullah Albasha, N. Mohammed Hammash // Journal of Physics: Conference Series. – 2014. – Т. 1530.
11. Rani P.N. UFMC: The 5G modulation technique / P.N. Rani, C.S. Rani // 2016 IEEE international conference on computational intelligence and computing research (ICCCIC). – IEEE, 2016. – С. 1-3.
12. MIMO-UFMC transceiver schemes for millimeter-wave wireless communications / S. Buzzi [и др.] // IEEE Transactions on Communications. – 2019. – Т. 67. – № 5. – С. 3323-3336.
13. Comparative analysis of UFMC technology in 5G networks / G. Bochechka [и др.] // 2017 International siberian conference on control and communications (SIBCON). – IEEE, 2017. – С. 1-6.
14. Ahmed S.I.A. IDFT Based Transmitters for Spectrally Efficient FDM System / S.I.A. Ahmed, I. Darwazeh. – 2009.
15. Kislitsyn A. Experimental evaluation of SEFDM trellis based demodulator / A. Kislitsyn, A. Krylov, A. Rashich // 2020 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). – IEEE, 2020. – С. 110-113.
16. Sarwar M.S. SEFDM Based Index Modulation on OFDM-IM / M.S. Sarwar, S.Y. Shin // IEEE Wireless Communications Letters. – 2023.
17. Ghannam H. Design and Performance of SEFDM Signals with Power Allocation / H. Ghannam, I. Darwazeh // 2019 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). – IEEE, 2019. – С. 1-6.
18. Optical SEFDM system; bandwidth saving using non-orthogonal sub-carriers / I. Darwazeh [и др.] // IEEE Photonics Technology Letters. – 2013. – Т. 26. – № 4. – С. 352-355.
19. Efficient MMSE-SQRD-Based MIMO Decoder for SEFDM-Based 2.4-Gb/s-Spectrum-Compressed WDM VLC System / Y. Wang [и др.] // IEEE Photonics Journal. – 2016. – Т. 8. – № 4. – С. 1-9.

20. Ghannam H. SEFDM over satellite systems with advanced interference cancellation / H. Ghannam, I. Darwazeh // IET Communications. – 2018. – Vol. 12. – № 1. – P. 59-66.
21. T. Xu. A Soft Detector for Spectrally Efficient Systems With Non-Orthogonal Overlapped Sub-Carriers / T. Xu, I. Darwazeh // IEEE Communications Letters. – 2014. – T. 18. – № 10. – С. 1847-1850.
22. Channel Equalization and Data Detection for SEFDM over Frequency Selective Fading Channels / B. Yu [и др.] // IET Communications. – 2018. – Т. 12.
23. Ghannam H. Robust Channel Estimation Methods for Spectrally Efficient FDM Systems / H. Ghannam, I. Darwazeh. – 2018. – 1 с.
24. Shamsi M. Enhancing the SEFDM Performance in High-Doppler Channels / M. Shamsi, F. Marvasti // arXiv preprint arXiv:2309.11774. – 2023.
25. Deep Learning for Wireless Physical Layer: Opportunities and Challenges / T. Wang [и др.]. – 2017. – Deep Learning for Wireless Physical Layer.
26. Mao Q. Deep Learning for Intelligent Wireless Networks: A Comprehensive Survey / Q. Mao, F. Hu, Q. Hao // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2018. – Т. 20. – Deep Learning for Intelligent Wireless Networks. – № 4. – С. 2595-2621.
27. Kumar A. Automatic Modulation Classification for Adaptive OFDM Systems Using Convolutional Neural Networks with Residual Learning / A. Kumar, K.K. Srinivas, S. Majhi // IEEE Access. – 2023.
28. Chorti A. Rate Analysis and Deep Neural Network Detectors for SEFDM FTN Systems / A. Chorti, D. Picard. – 2021.
29. Picard D. Deep Learning Based Detection for Spectrally Efficient FDM Systems / D. Picard, A. Chorti. – 2021.
30. Pavlov V. Application of Artificial Neural Networks to Improve BER performance of SEFDM signals / V. Pavlov, I. Gorbunov, S. Zavjalov // 2023 25th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). – IEEE, 2023. – С. 1-6.

31. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB / ред. Y.S. Cho. – Singapore ; Hoboken, NJ: IEEE Press : J. Wiley & Sons (Asia), 2010. – 439 с.
32. Farhang-Boroujeny B. Signal Processing Techniques for Software Radios / B. Farhang-Boroujeny. – Lulu publishing house, 2010. – 517 с.
33. Be E.P.L. Adaptive Techniques for Multiuser OFDM / E.P.L. Be. – James Cook University, 2001.
34. Hirosaki B. An Orthogonally Multiplexed QAM System Using the Discrete Fourier Transform / B. Hirosaki // IEEE Transactions on Communications. – 1981. – Vol. 29. – № 7. – P. 982-989.
35. Gregoratti D. Uplink FBMC/OQAM-based multiple access channel: Distortion analysis under strong frequency selectivity / D. Gregoratti, X. Mestre // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2016. – T. 64. – № 16. – С. 4260-4272.
36. Bellanger M. FS-FBMC: An alternative scheme for filter bank based multicarrier transmission / M. Bellanger // 2012 5Th international symposium on communications, control and signal processing. – IEEE, 2012. – С. 1-4.
37. Universal-filtered multi-carrier technique for wireless systems beyond LTE / V. Vakilian [и др.] // 2013 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). – IEEE, 2013. – С. 223-228.
38. Schaich F. Waveform contenders for 5G—OFDM vs. FBMC vs. UFMC / F. Schaich, T. Wild // 2014 6th international symposium on communications, control and signal processing (ISCCSP). – IEEE, 2014. – С. 457-460.
39. Yarrabothu R.S. Optimization of out-of-band emission using kaiser-bessel filter for UFMC in 5G cellular communications / R.S. Yarrabothu, U.R. Nelakuditi // China Communications. – 2019. – T. 16. – № 8. – С. 15-23.
40. Saltzberg B. Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System / B. Saltzberg // IEEE Transactions on Communication Technology. – 1967. – T. 15. – № 6. – С. 805-811.
41. Kanaras I. Spectrally efficient multicarrier communication systems: signal detection, mathematical modelling and optimisation / I. Kanaras. – 2010.

42. Rodrigues M. Fast OFDM: A proposal for doubling the data rate of OFDM schemes / M. Rodrigues, I. Darwazeh. – 2002. – Fast OFDM.
43. Fuqin Xiong. M -ary amplitude shift keying OFDM system / Fuqin Xiong // IEEE Transactions on Communications. – 2003. – Vol. 51. – № 10. – P. 1638-1642.
44. The Prefix Design and Performance Analysis of DFT-based Overlapped Frequency Division Multiplexing (OvFDM-DFT) System / W. Jian [и др.] // 2007 3rd International Workshop on Signal Design and Its Applications in Communications. – 2007. – С. 361-364.
45. Golub G.H. Matrix computations : Johns Hopkins studies in the mathematical sciences / G.H. Golub, C.F. Van Loan. – 3rd ed. – Baltimore: Johns Hopkins University Press, 1996. – 694 с.
46. Björck Å. Loss and Recapture of Orthogonality in the Modified Gram–Schmidt Algorithm / Å. Björck, C.C. Paige // SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications. – 1992. – Vol. 13. – № 1. – P. 176-190.
47. An overview of optimal and sub-optimal detection techniques for a non orthogonal spectrally efficient FDM / I. Kanaras [и др.]. – 2009.
48. Isam S. Simple DSP-IDFT techniques for generating spectrally efficient FDM signals / S. Isam, I. Darwazeh // 2010 7th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP 2010) 2010 7th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP 2010). – Newcastle upon Tyne: IEEE, 2010. – С. 20-24.
49. Tongyang Xu. FPGA implementations of real-time detectors for a spectrally efficient FDM system / Tongyang Xu, R.C. Grammenos, I. Darwazeh // ICT 2013 2013 20th International Conference on Telecommunications (ICT). – Casablanca: IEEE, 2013. – С. 1-5.
50. Gorlov A. Root-Raised Cosine versus Optimal Finite Pulses for Faster-than-Nyquist Generation / A. Gorlov, A. Gelgor, V.P. Nguyen // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems / ред. O. Galinina, S.

- Balandin, Y. Koucheryavy. – Cham: Springer International Publishing, 2016. – Т. 9870. – С. 628-640.
51. Аверина Л.И. Сигналы с частотным мультиплексированием на основе вейвлет-преобразования / Л.И. Аверина, О.К. Каменцев, О.В. Малюженко // Радиолокация и радиосвязь: X Всероссийская науч. – техн. конф. – г. Москва, 2016. – С. С.151-155.
 52. Ozaktas H.M. The fractional Fourier transform with applications in optics and signal processing : Wiley series in pure and applied optics / H.M. Ozaktas, M.A. Kutay, Z. Zalevsky. – Chichester ; New York: Wiley, 2001. – 513 с.
 53. Ozaktas H.M. The fractional Fourier transform / H.M. Ozaktas, M.A. Kutay // 2001 European Control Conference (ECC). – IEEE, 2001. – С. 1477-1483.
 54. Preuss R. Very fast computation of the radix-2 discrete Fourier transform / R. Preuss // IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing. – 1982. – Т. 30. – № 4. – С. 595-607.
 55. Sejdić E. Fractional Fourier transform as a signal processing tool: An overview of recent developments / E. Sejdić, I. Djurović, Lj. Stanković // Signal Processing. – 2011. – Т. 91. – № 6. – С. 1351-1369.
 56. Аверина Л.И. Программа синтеза и анализа систем связи с использованием частотно мультиплексированных сигналов, основанных на фильтрации подканалов : RU 2018662267 / Л.И. Аверина, О.К. Каменцев. – Акционерное общество "Концерн «Созвездие», .
 57. Аверина Л.И. Программа синтеза и анализа систем связи на основе спектрально эффективных сигналов с частотным мультиплексированием : RU 2018662785 / Л.И. Аверина, О.К. Каменцев. – Акционерное общество "Концерн «Созвездие», 2018.
 58. Аверина Л.И. Сравнительный анализ спектрально эффективных сигналов с частотным мультиплексированием / Л.И. Аверина, О.К. Каменцев // Теория и техника радиосвязи. – 2018. – Т. 4. – С. 36-42.
 59. Аверина Л.И. Сравнительный анализ спектрально эффективных сигналов с частотным мультиплексированием / Л.И. Аверина, О.К. Каменцев // Сборник

- трудов XXIV Международной научно-технической конференции. В 5-и томах Радиолокация, Навигация, Связь. – Воронеж: Общество с ограниченной ответственностью «Вэлборн», 2018. – Т. 1. – С. 312-319.
60. Joint channel equalization and detection of spectrally efficient FDM signals / A. Chorti [и др.] // 21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. – IEEE, 2010. – С. 177-182.
 61. A new quasi-optimal detection algorithm for a non orthogonal spectrally efficient FDM / I. Kanaras [и др.] // 2009 9th International Symposium on Communications and Information Technology. – IEEE, 2009. – С. 460-465.
 62. Gray R.M. An introduction to statistical signal processing / R.M. Gray, L.D. Davisson. – Cambridge, UK ; New York: Cambridge University Press, 2004. – 463 с.
 63. Papoulis A. Probability, random variables, and stochastic processes / A. Papoulis, S.U. Pillai. – 4. ed., internat. ed., Nachdr. – Boston, Mass.: McGraw-Hill, 2009. – 852 с.
 64. Oppenheim A.V. Discrete-time signal processing / A.V. Oppenheim, R.W. Schaffer. – 3rd ed. – Upper Saddle River: Pearson, 2010. – 1108 с.
 65. Lin S. Error control coding: fundamentals and applications. Error control coding / S. Lin, D.J. Costello. – 2nd ed. – Upper Saddle River, N.J: Pearson-Prentice Hall, 2004. – 1260 с.
 66. Robertson P. Optimal and sub-optimal maximum a posteriori algorithms suitable for turbo decoding / P. Robertson, P. Hoeher, E. Villebrun // European Transactions on Telecommunications. – 1997. – Vol. 8. – № 2. – P. 119-125.
 67. Tonello A.M. Space-time bit-interleaved coded modulation with an iterative decoding strategy / A.M. Tonello // Vehicular Technology Conference Fall 2000. IEEE VTS Fall VTC2000. 52nd Vehicular Technology Conference (Cat. No.00CH37152) Vehicular Technology Conference Fall 2000. IEEE VTS Fall VTC2000. 52nd Vehicular Technology Conference. – Boston, MA, USA: IEEE, 2000. – Т. 1. – С. 473-478.

68. Berrou C. Near optimum error correcting coding and decoding: turbo-codes / C. Berrou, A. Glavieux // IEEE Transactions on Communications. – 1996. – Т. 44. – Near optimum error correcting coding and decoding. – № 10. – С. 1261-1271.
69. Аверина Л.И. Повышение спектральной эффективности сигналов с частотным мультиплексированием в системах высокоскоростной связи / Л.И. Аверина, О.К. Каменцев // Радиотехника. – 2023. – Т. Т.87. №5. – С. 115–122.
70. Deep-Waveform: A Learned OFDM Receiver Based on Deep Complex-Valued Convolutional Networks / Z. Zhao [и др.] // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2021. – Т. 39. – Deep-Waveform. – № 8. – С. 2407-2420.
71. Distributed Scheduling using Graph Neural Networks / Z. Zhao [и др.]. – 2020.
72. Аверина Л.И. Применение комплекснозначных свёрточных нейронных сетей для эквализации и детектирования SEFDM систем / Л.И. Аверина, О.К. Каменцев // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2023. – Т. Т.26. – № №4. – С. 95-103.
73. Intel. Intel Microarchitecture Codename Nehalem Performance Monitoring Unit Programming Guide (Nehalem Core PMU) / Intel.
74. Physical Layer Modeling / A. de Baynast [и др.] // Modeling and Tools for Network Simulation, ISBN 978-3-642-12330-6. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010, p. 135 / journalAbbreviation: Modeling and Tools for Network Simulation, ISBN 978-3-642-12330-6. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010, p. 135. – 2010. – С. 135-172.
75. Lewandowski A. The long-range radio relay system utilizing the phenomenon of troposphere scattering / A. Lewandowski // 2014 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON) 2014 20th International Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications (MIKON). – Gdansk, Poland: IEEE, 2014. – С. 1-5.
76. Costa N. Multiple-input multiple-output channel models : theory and practice / N. Costa, S. Haykin. – John Wiley & Sons, Inc., 1975. – 229 p.

77. Прокис Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис; ред. Д.Д. Кловский; пер. Д.Д. Кловский, Б.И. Николаев Translators: _:n16. – Москва: Радио и связь, 2000. – 800 с.
78. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / К. Феер. – М. : Радио и связь, 2001. – 520 с.
79. Экспериментальное исследование статистических свойств загоризонтного канала связи / О.К. Каменцев [и др.] // Теория и техника радиосвязи. – 2021. – № 2. – С. 12-18.
80. Evaluation of statistical characteristics of the over-the-horizon microwave communication channel based on experimental data : IEEE / 2022 IEEE 8 th All-Russian Microwave Conference (RMC) / L. Averina [и др.]. – 2023.
81. Каменцев О.К. Программа оценки основных статистических параметров канала по зондирующим сигналам с ортогональным частотным мультиплексированием : RU 2022681922 / О.К. Каменцев, А.В. Киселев, Е.И. Рубцов. – Акционерное общество "Концерн «Созвездие», 2022.
82. Каменцев О.К. Программа расчета медианных потерь в канале с тропосферным рассеянием на основе информации о профиле трассы : RU 2022681655 / О.К. Каменцев, А.В. Киселев, Е.И. Рубцов. – Акционерное общество "Концерн «Созвездие», 2022.
83. Повышение помехоустойчивости системы связи на одной несущей в условиях многолучевого распространения / Л.И. Аверина [и др.] // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. – Т. № 2. – С. 5-13.
84. Mallat S. Wavelet tour of signal processing: the sparse way / S. Mallat. – Academic Press, 2008. – 832 с.
85. Jamin A. Wavelet packet modulation for wireless communications / A. Jamin, P. Mähönen // Wireless Communications and Mobile Computing. – 2005. – Vol. 5. – № 2. – P. 123-137.
86. Добеши И. Десять лекций по вейвлетам / И. Добеши. – Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2001. – 464 с.