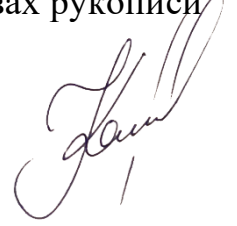


На правах рукописи



Каменцев Олег Константинович

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

Специальность 1.3.4. Радиофизика

Автореферат
диссертации на соискание ученой степени
кандидата физико-математических наук

Воронеж – 2024

Работа выполнена в федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Воронежский государственный университет».

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

Официальные оппоненты: **Чернояров Олег Вячеславович**, доктор физико-математических наук, профессор, федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский университет «МЭИ», кафедра электроники и наноэлектроники, доцент.

Паршин Александр Юрьевич, кандидат технических наук, доцент, федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина», кафедра радиотехнических устройств, доцент.

Ведущая организация: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики», г. Самара

Защита состоится **04 июля 2024 г. в 15:10** на заседании диссертационного совета 24.2.288.05 при ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» по адресу: 394018, г. Воронеж, Университетская площадь, 1, физический факультет, ауд. 428.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте Воронежского государственного университета

<http://www.science.vsu.ru/disserinfo&cand=3502>

Автореферат разослан «___» мая 2024 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета



Степкин
Владислав Андреевич

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

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). 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) и многочастотная передача с универсальной фильтрацией (Universal Filtered Multi-Carrier, UFMC). Также среди возможных вариантов для применения в перспективных стандартах связи рассматриваются сигналы на основе неортогонального частотного мультиплексирования (Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing, SEFDM). 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 предназначена для использования в каналах с белым гауссовским шумом. 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, 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 эквалазации его характеристики.

В последнее время для решения различных задач физического уровня радиосвязи исследуется эффективность применения глубокого обучения. 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, 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, числен-

ные 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.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность темы, сформулированы цели и задачи исследования, показана научная новизна работы, приведены положения, выносимые на защиту. Объектом настоящего исследования является система цифровой радиосвязи, а предметом исследования – цифровая обработка спектрально эффективных сигналов с частотным мультиплексированием в каналах с различными свойствами. Цель исследования – повышение спектральной и энергетической эффективности систем радиосвязи при различных условиях распространения сигнала на основе использования технологии неортогонального частотного мультиплексирования. В рамках данной работы были сформулированы две центральные задачи. В-первых, это – проведения сравнительного анализа систем связи, использующих различные сигналы с частотным мультиплексированием, обеспечивающие большую спектральную эффективность по сравнению с традиционной OFDM-модуляцией. Второй задачей является разработка алгоритмов обработки и методов повышения помехоустойчивости сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования в каналах с различными свойствами, включая алгоритмы глубокого обучения.

В первой главе формулируются цели работы и обосновывается выбор объектов исследования и производится сравнительный анализ систем связи, использующих различные сигналы с частотным мультиплексированием, обеспечивающие большую спектральную эффективность по сравнению с традиционной OFDM-модуляцией.

Реализация OFDM технологии в условиях многолучевого распространения сигнала требует использования защитного интервала во временной области, так называемого, циклического префикса. Для систем, основанных на банках фильтров нет необходимости использовать защитный интервал, поэтому длительность символа является минимально возможной. За счёт применения формирующих фильтров с малым частотно-временным рассеянием можно отказаться от циклического префикса в частотно-селективных каналах. Основным недостатком практической реализации FBMC систем являются в десятки раз большие по сравнению с OFDM-технологией вычислительные затраты.

При использовании технологии частотного мультиплексирования с универсальной фильтрацией (UFMC), в отличие от FBMC-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. Поэтому преимуществом технологии UFMC перед FBMC являются меньшие задержки передачи данных. Благодаря использованию фильтрации в технологии UFMC, соседние канальные 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.

Прием FDM сигналов при сокращении частотного разнеса между поднесущими (SEFDM) может быть выполнен путем создания ортонормированной базы, которая охватывает пространство сигналов SEFDM, с использованием метода ортонормализации Грамма-Шмидта (ОГШ). 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.

Целесообразно провести сравнение спектрально-эффективных сигналов с частотным мультиплексированием, использующих при формировании и обработке различные технологии, по нескольким критериям: спектральная эффективность, вычислительные затраты на один квадратурный символ, помехоустойчивость 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.

Рассматривались сигналы с одинаковым количеством поднесущих частот (256) и одинаковым числом отсчетов для преобразования Фурье (512). Рассчитанные значения спектральной эффективности исследуемых сигналов в единицах спектральной эффективности обычного OFDM-сигнала, пик-фактора, вычислительных затрат, параметра EVM представлены в таблице 1. Видно, что спектральная эффективность всех рассматриваемых сигналов больше, чем у OFDM, а наибольшая наблюдается у сигналов, использующих SEFDM технологию.

Помимо основных параметров сигналов в работе анализировалась их помехоустойчивость системы связи в канале с аддитивным белым гауссовским шумом. Сравнительный анализ проводился с помощью статистического моделирования на основе применения метода Монте Карло.

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

Полученные кривые помехоустойчивости – зависимость вероятности битовой ошибки (BER) от отношения сигнал/шум (SNR) для различных синтезированных технологий представлены на рисунке 1.

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.

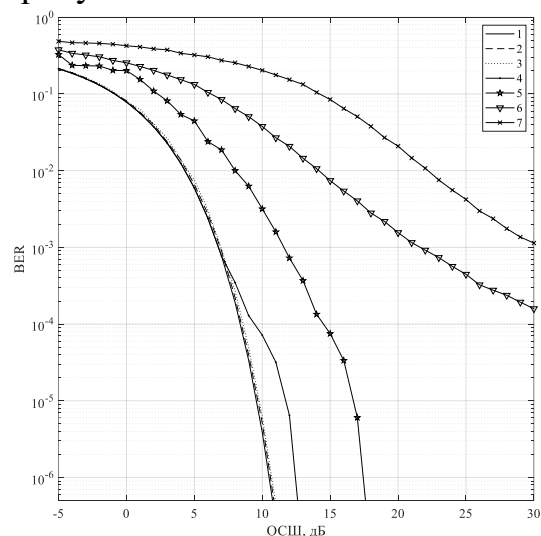


Рис. 1 Кривые помехоустойчивости сигналов с частотным мультиплексированием в канале с аддитивным белым гауссовским шумом

Вторая глава посвящена детектированию сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования в каналах с аддитивным белым гауссовским шумом.

Принятый SEFDM сигнал описывается линейной статистической моделью:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}\mathbf{S} + \mathbf{W},$$

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.

Решение \mathcal{S}_0 исходной задачи уравнения методом обращения в нуль незначущих коэффициентов (ZF) определяется выражением:

$$\mathcal{S}_{ZF} = \left| \mathbf{C}^{-1} \mathbf{R} \right| = \left| \mathbf{C}^{-1} \mathbf{C} \mathbf{S} + \mathbf{C}^{-1} \mathbf{F}^* \mathbf{W} \right|, \quad \mathcal{S}_0 \in Z^N, \quad (1)$$

где $\mathbf{R} = \mathbf{F}^* \mathbf{Y}$, $\mathbf{C} = \mathbf{F}^* \mathbf{F}$ – матрица взаимной корреляции поднесущих.

Решение § исходной задачи уравнения методом минимизации средне-квадратичной ошибки – MMSE-детектором определяется выражением:

$$\tilde{\mathbf{s}}_{MMSE} = \left| \mathbf{C}^H \left(\mathbf{C} \mathbf{C}^H + \frac{\mathbf{I}}{SNR} \right)^{-1} \mathbf{R} \right| = \left| \mathbf{C}^H \mathbf{B}^{-1} \mathbf{S} + \mathbf{C}^H \mathbf{B}^{-1} \mathbf{F}^* \mathbf{W} \right|. \quad (2)$$

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 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.

Для количественной оценки влияния методов обращения матрицы \mathbf{C} на итоговую работу системы связи со спектрально эффективными сигналами с частотным мультиплексированием можно использовать такую характеристику, как проигрыш в помехоустойчивости по фиксированному уровню ошибки по сравнению с классическими OFDM сигналами. На рис. 2 показаны значения проигрыша в помехоустойчивости в дБ SEFDM систем с различными α по уровню ошибки 10^{-3} для различных методов обращения матрицы \mathbf{C} (SVD, TSVD, Мура-Пенроуза, Гивенса) по сравнению с OFDM системой в случаях использования ZF (1) и MMSE (2) детекторов соответственно.

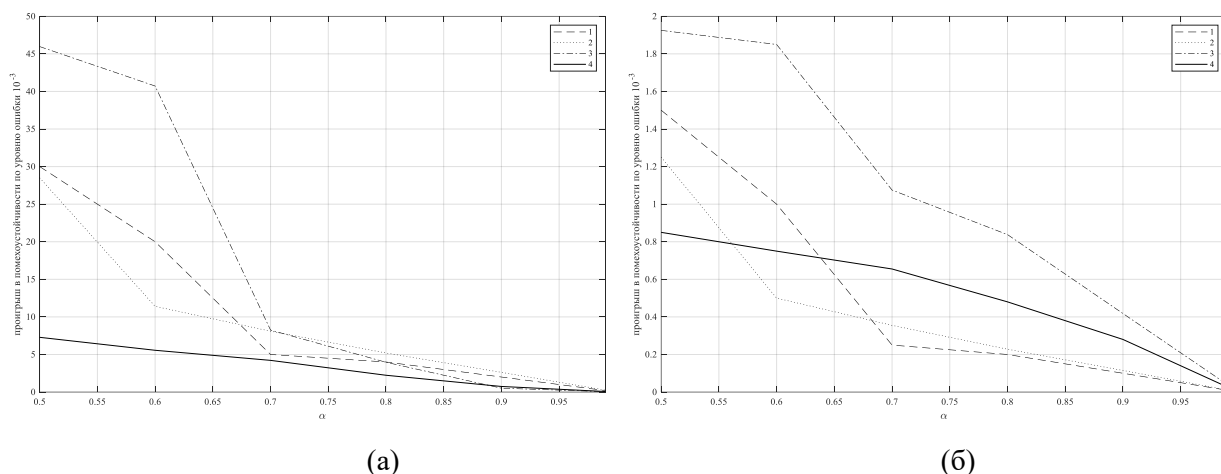


Рис. 2 Зависимость проигрыша в помехоустойчивости SEFDM сигналов по уровню ошибки 10^{-3} для ZF (а) и MMSE (б) детекторов (1 – SVD, 2– Мура-Пенроуза, 3 – Гивенса, 4 – TSVD)

Как видно из полученных результатов использование ZF детектора 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) использовались истинные значения отношения сигнал/шум, а не их

оценки. 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.

Для уменьшения влияния межсимвольной интерференции, возникающей в рассмотренных выше линейных декодерах, предлагается подход, который заключается в применении турбокодера со сверточным кодированием. 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 3. Число поднесущих было равно $N=32$, Кривая 1 соответствует использованию ZF-детектора на основе SVD разложения, кривая 2 - ZF-детектору основе TSVD разложения, кривая 3 – MMSE-детектору с оценкой ОСШ.

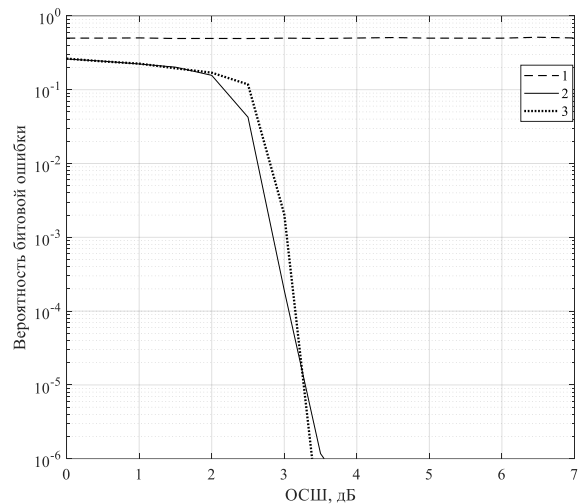


Рис. 3 Зависимости вероятности битовой ошибки от соотношения сигнал/шум для различных детекторов

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.

Пусть система с OFDM технологией и модуляцией QPSK (система 1) 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).

Полученные зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ для данных систем представлены на рисунке 4. Кривая 1 соответствует системе 1, а кривая 2 – системе 2. Из графиков видно, что система на основе спектрально эффективных сигналов 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 без применения внутрисигнального частотного разнесения (дублирование информации в частотной области на передающей стороне, а на приемной стороне взвешенное суммирование частей образа принятого сигнала) (система 5).

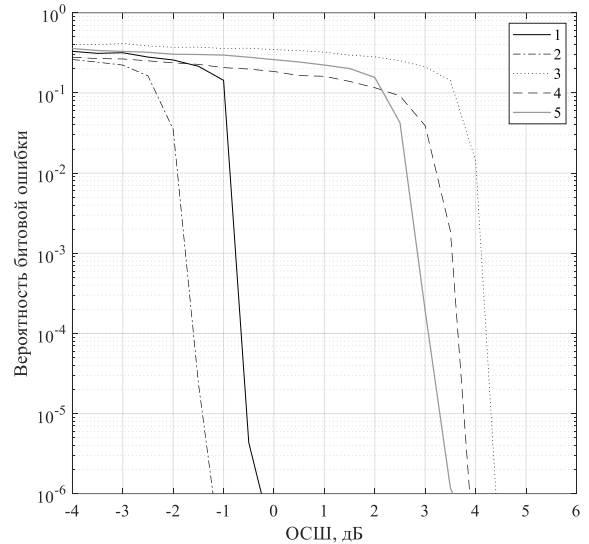


Рис. 4 Зависимости вероятности битовой ошибки от соотношения сигнал/шум для различных систем.

Полученные характеристики помехоустойчивости для этих трёх систем представлены также на рисунке 4. Кривая 3 соответствует системе 3, а кривая 4 – системе 4, кривая 5 – системе 5. Из графиков видно, что система на основе спектрально эффективных сигналов 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.

В последнее время для решения различных задач физического уровня радиосвязи исследуется эффективность применения глубокого обучения. Структурная схема приемника SEFDM на основе глубокой комплекснозначной сверточной нейронной сети представлена на рис. 5. Скрытые уровни ГКНС на рис. 5 обозначаются в соответствии с модулями обработки сигналов в классическом приемнике, в то время как их функционал в корне отличается от классических блоков приема.

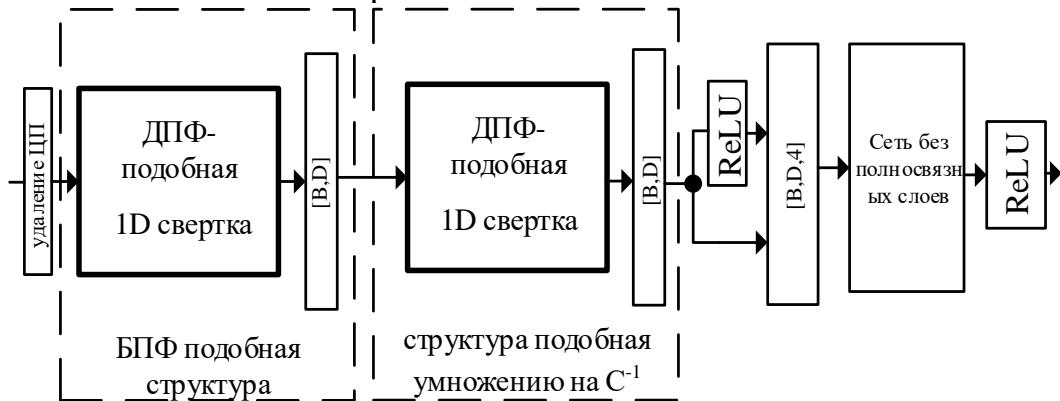


Рис. 5 Структурная схема ГКНС приемника

Структурная схема, реализующая процесс обучения ГКНС приемника, проиллюстрирована рис. 6.

Генератор случайных чисел создает случайный поток бит, который преобразуется SEFDM передатчиком в отсчеты 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.

Кривые помехоустойчивости системы, рассчитанные без применения канального кодирования представлены на рис. 7. Исследовались сигналы с QPSK модуляцией и коэффициентами $\alpha = 0.75$ (рис.7а) и $\alpha = 0.5$ (рис.7б). 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.

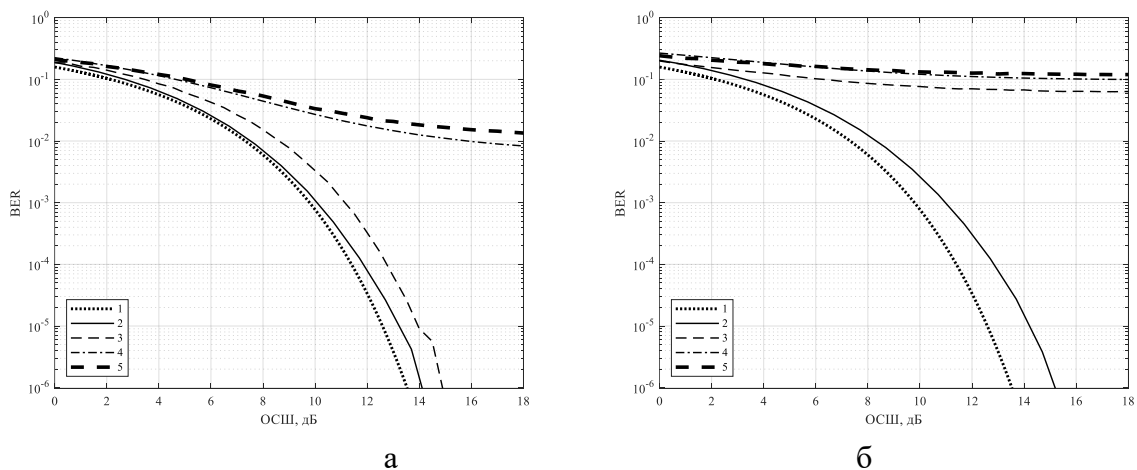


Рис. 7 Кривые помехоустойчивости SEFDM сигнала без кодирования с различными детекторами в канале с аддитивным белым гауссовским шумом.

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.

Кривые помехоустойчивости системы, рассчитанные с применением данного кодирования с кодовой скоростью $1/3$, представлены на рисунке 8. 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.

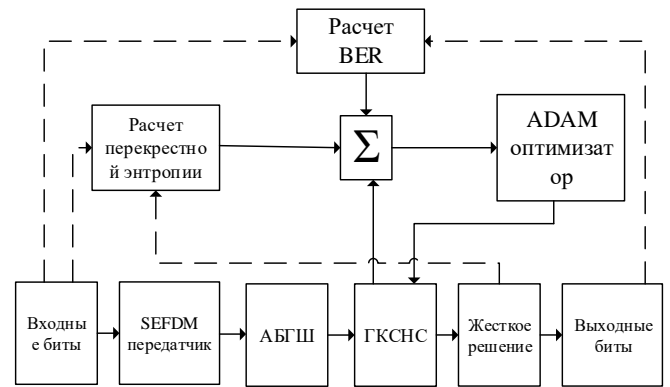


Рис. 6. Структурная схема процесса обучения ГКЧНС приемника

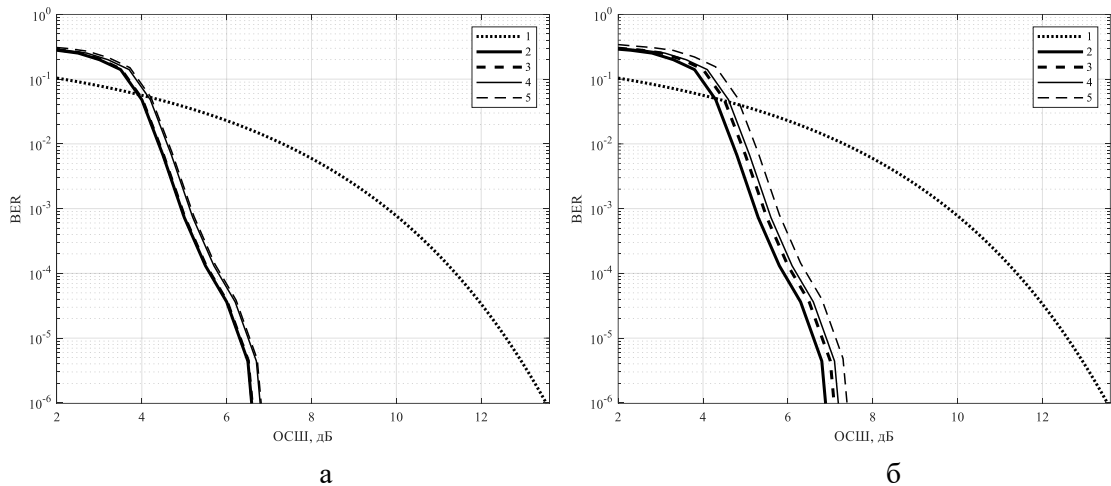


Рис. 8 Кривые помехоустойчивости SEFDM сигнала с кодированием с различными детекторами в канале с аддитивным белым гауссовским шумом.

Для проведения сравнительного анализа вычислительной сложности 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 *PAPI_FP_OPS*, которое, как раз и означает число традиционных 80-битных выполненных операций с плавающей точкой в стиле Intel 8087. Для сравнительного анализа была 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 без использования защитных интервалов. На рис. 9 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.

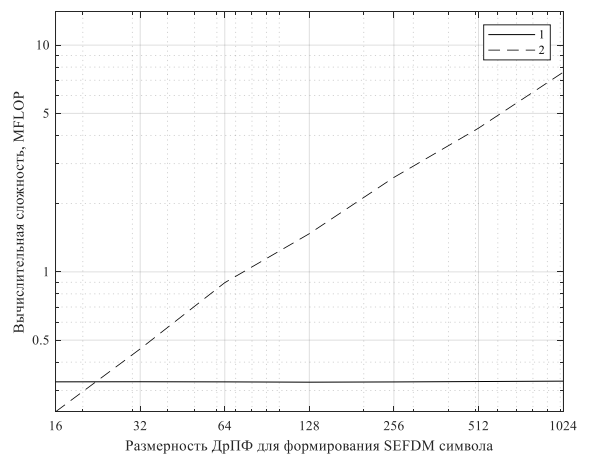


Рис. 9 Зависимость числа операций с плавающей точкой от размерности ДрПФ передатчика

В третьей главе проводится исследование возможности применения сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования в частотно-селективных, в частности загоризонтных каналах связи.

Было проведено исследование статистических свойств загоризонтных каналов связи на основе экспериментальных измерений. В качестве зондирующего сигнала при измерениях использовался сигнал на основе OFDM-символов. Для оценки импульсной характеристики (ИХ) канала 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. Также, используя полученную оценку совместной корреляционной функции канала в частотной и временной области, можно рассчитать доплеровское рассеяние. В таблице 2 представлены полученные основные статистические характеристики и параметры представленных выше каналов загоризонтной связи. Для проведения дальнейшего моделирования систем загоризонтной связи была разработана имитационная модель загоризонтного канала связи.

Таблица 2. 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	

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.

Идея предлагаемого способа «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. Для количественного описания работы метода вейвлетного шумоподавления на рис. 10 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 использования шестикратного разложения выигрыш составляет от 13 до 15 дБ.

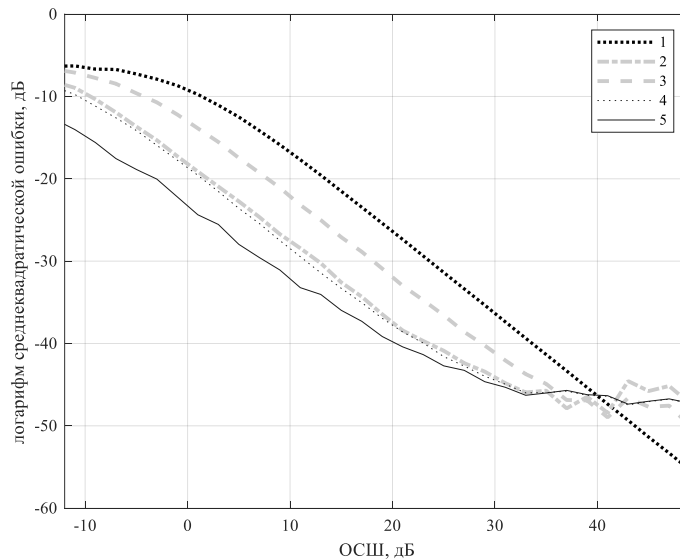


Рис. 10 Зависимость логарифма среднеквадратической ошибки оценки частотной характеристики канала от отношения сигнал/шум

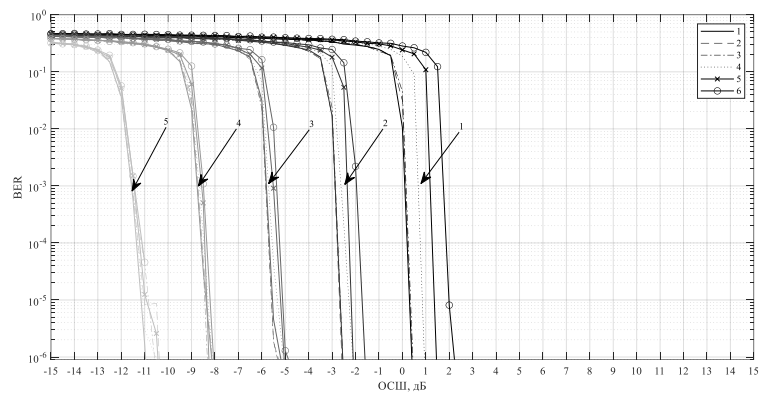
Используя разработанную имитационную модель загоризонтного канала связи и методы эквализации канала с алгоритмами шумоподавления, рассмотренные выше, была создана имитационная модель системы связи на основе SEFDM-технологии для загоризонтных каналов связи. Для эквализации канала связи использовался частотный 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. На приемной стороне предпола-

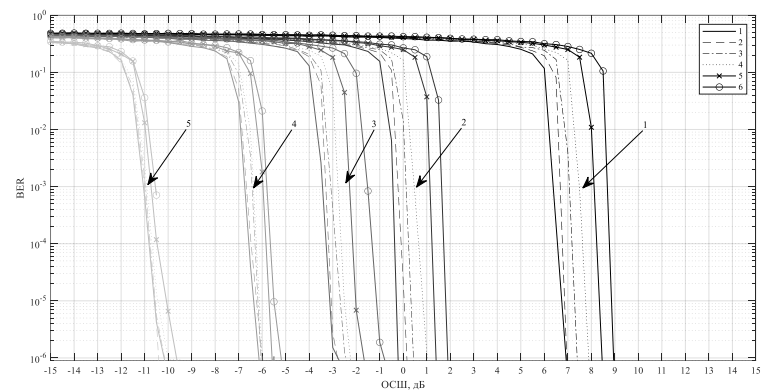
ется адаптивный алгоритм выбора подполос с последующим взвешенным суммированием частей Фурье – образа принятого сигнала (N – число частотных подполос $N < P$).

С помощью разработанной имитационной модели системы связи исследовались характеристики помехоустойчивости спектрально эффективных сигналов с частотным мультиплексированием при различных коэффициентах сжатия в загоризонтных каналах с различными статистическими свойствами (канал 1 – канал 3 из таблицы 4). Полученные результаты представлены на рис. 11 (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.

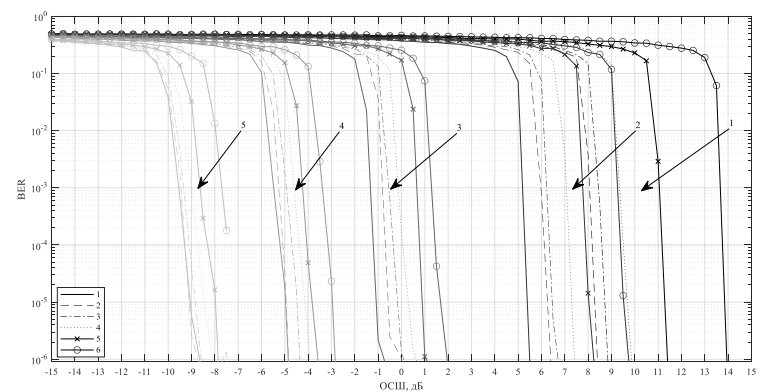
Из полученных результатов видно, что сигналов на основе неортогонального частотного мультиплексирования обладают немного худшей помехоустойчивостью в каналах с замираниями, чем ортогональные сигналы. Стрелками с номерами 2 – 5 показаны группы кривых помехоустойчивости с порядками разнесения 2, 4, 8 и 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.



(а)



(б)



(в)

Рис. 11 Кривые помехоустойчивости для каналов 1– 3

Для оценки эффективности применения нейросетевых архитектур для обработки спектрально эффективных сигналов с частотным мультиплексированием в частотно-селективных каналах с замираниями в работе был разработан SEFDM-приемник на базе ГКНС, который разделяется на эквалайзер и непосредственно детектор (рис. 12).

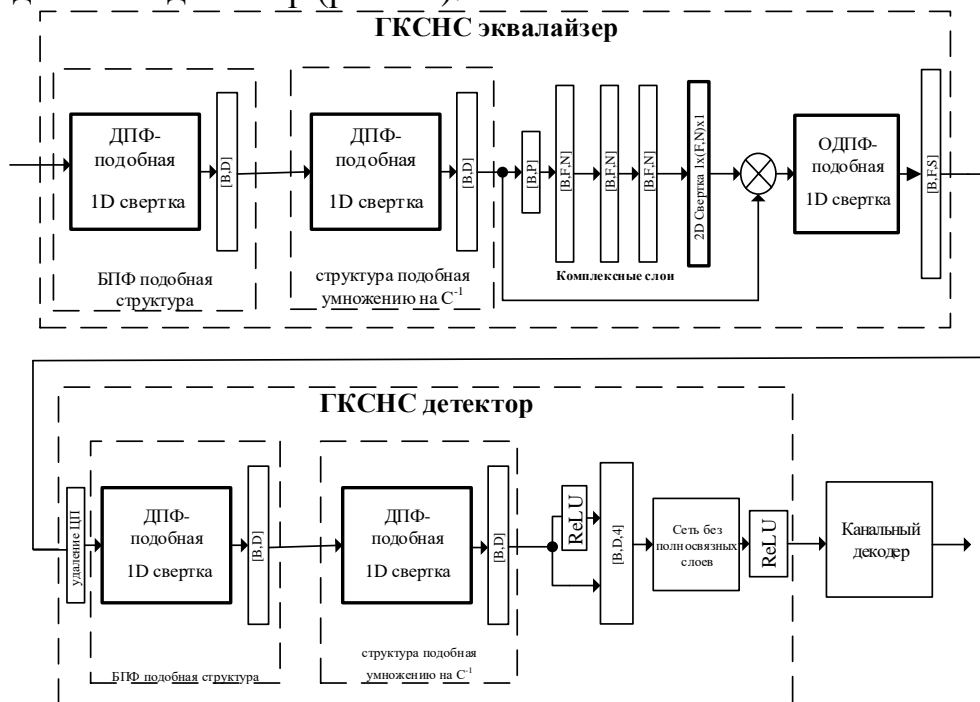


Рис.12 Структурная схема ГКНС приемника

Как уже было сказано выше, если передача сигнала осуществляется в многолучевом канале, то перед детектором ставится блок эквализации (верхняя половина рис.12). Прямая сеть ГКНС 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. С использованием разработанной нейросетевой архитектуры приёмника исследовалась помехоустойчивость SEFDM систем связи для загоризонтных каналов. Полученные результаты представлены на рис. 13. 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 ГКНС 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.

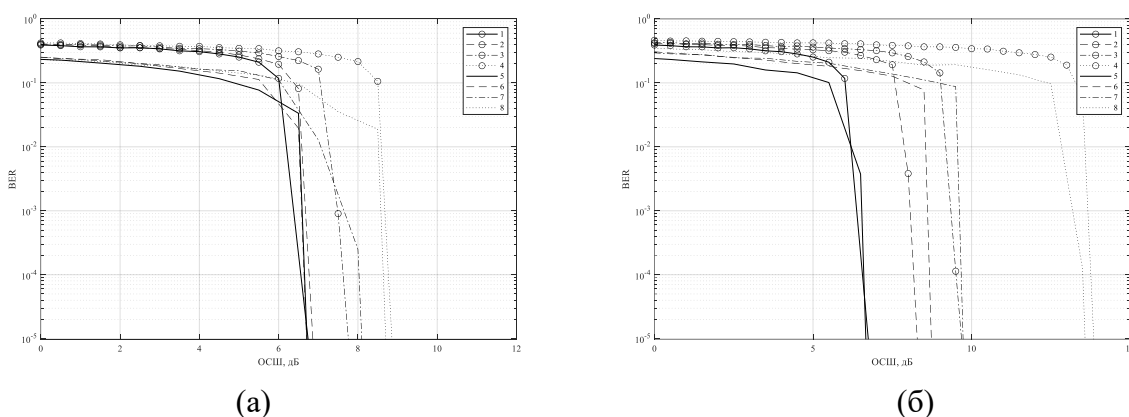


Рис.13 Кривые помехоустойчивости для SEFDM систем связи с различными архитектурами приёмников в загоризонтном канале 1 (а) и 2 (б) для различных коэффициентов сужения спектра

На рис.14 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

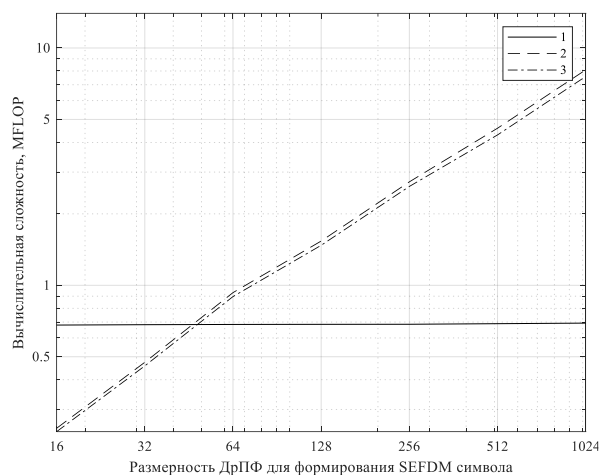


Рис. 14 Зависимость числа операций с плавающей точкой от размерности ДрПФ передатчика.

Без эквалайзера и также линейно растет при увеличении размерности ДрПФ. Вычислительная сложность классического приемника также как и при отсутствии эквализации характеризуется экспоненциальным ростом при увеличении размерности ДрПФ. Вейвлетное шумоподавление в классическом приемнике увеличивает число операций с плавающей точкой не более чем на 6%.

В заключении сформулированы и выделены ключевые теоретические и практические результаты исследования.

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 сверточной 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 РАБОТ СОИСКАТЕЛЯ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Публикации в изданиях, индексируемых Scopus

1. 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.

Публикации в изданиях, рекомендованных ВАК РФ

2. Аверина Л.И. Повышение спектральной эффективности сигналов с частотным мультиплексированием в системах высокоскоростной связи / Л.И. Аверина, О.К. Каменцев // Радиотехника. – 2023. – Т. 87. №5. – С. 115–122.
3. 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.26. – №4. – С. 95-103.
4. Повышение помехоустойчивости системы связи на одной несущей в условиях многолучевого распространения / О.К. Каменцев [и др.] // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. – 2018. – Т. № 2. – С. 5-13.
5. Экспериментальное исследование статистических свойств загоризонтного канала связи / О.К. Каменцев [и др.] // Теория и техника радиосвязи. – 2021. – № 2. – С. 12-18.
6. Каменцев О.К. Сравнительный анализ спектрально эффективных сигналов с частотным мультиплексированием/ Л.И. Аверина, О.К. Каменцев // Теория и техника радиосвязи. - 2018. - №4. - С. 36-42.

Материалы конференций

7. Аверина Л.И. Сравнительный анализ спектрально эффективных сигналов с частотным мультиплексированием / Л. И. Аверина, О. К. Каменцев // Радиолокация, навигация, связь: 24-я Международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 17-19 апр. 2018 г. — Воронеж, 2018. — Т. 1. - С. 312-319.
8. 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, 21-23 ноя. 2016 г. – Москва, 2016.- С.151-155.
9. Аверина Л.И. Повышение помехоустойчивости цифровой системы связи в условиях многолучевого распространения сигнала / Л.И. Аверина, О.К. Каменцев, А.Ю. Лафицкий, Д.Ю. Чаркин// DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018. Т. 8. № 2. С. 202-207.
10. Каменцев О.К. Экспериментальное определение статистических свойств загоризонтного канала связи СВЧ диапазона / О.К. Каменцев, А.В. Киселев, Е.И. Рубцов // Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVII

Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова. В 4-х томах. Воронеж, 2021. С. 279-288.

11. Аверина Л.И. Повышение спектральной эффективности сигналов с частотным мультиплексированием в каналах с частотно-селективными замираниями / Л.И. Аверина, О.К. Каменцев, А.Ю. Лафицкий // Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции. В 6-ти томах. 2020. С. 6-16.

Свидетельства о регистрации программ

12. Программа синтеза и анализа систем связи с использованием частотно мультиплексированных сигналов, основанных на фильтрации подканалов: свидетельство РФ о госуд. регистрации программы для ЭВМ №2018662267 / Аверина Л.И., Каменцев О.К.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество «Концерн «Созвездие». – №2018619724; заявл. 12.09.2018, опубл. 03.10.2018; Бюл. №2. – 1с.
13. Программа синтеза и анализа систем связи на основе спектрально эффективных сигналов с частотным мультиплексированием: свидетельство РФ о госуд. регистрации программы для ЭВМ №2018662785 / Аверина Л.И., Каменцев О.К.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество «Концерн «Созвездие». – №2018619574; заявл. 12.09.2018, опубл. 16.10.2018; Бюл. №2. – 1с.
14. Программа расчета медианных потерь в канале с тропосферным рассеянием на основе информации о профиле трассы: свидетельство РФ о госуд. регистрации программы для ЭВМ №2022681655/ Каменцев О.К., Киселев А.В., Рубцов Е.И.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество «Концерн «Созвездие». – № 2022681655; заявл. 12.11.2022, опубл. 16.11.2022; Бюл. №2. – 1с.
15. Программа оценки основных статистических параметров канала по зондирующим сигналам с ортогональным частотным мультиплексированием: свидетельство РФ о госуд. регистрации программы для ЭВМ №2022681922/ Каменцев О.К., Киселев А.В., Рубцов Е.И.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество «Концерн «Созвездие». – № 2022681922; заявл. 12.11.2022, опубл. 17.11.2022; Бюл. №2. – 1с.