

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



Аль-Мусави Висам Мохаммедтаки М Джавад

**Адаптивный алгоритм обработки пространственно-
временных сигналов в ММО-системе радиосвязи для
базовой и мобильной станций**

2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Федосов Валентин Петрович

Таганрог 2025

Оглавление

Список обозначений, сокращений и аббревиатур	4
ВВЕДЕНИЕ	6
1. ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ПРОСТРАНСТВЕННОГО КОДИРОВАНИЯ..	13
1.1. Технология радиосвязи на основе WiMAX.....	13
1.2. Мобильная платформа WIMAX	14
1.3. Системы радиосвязи MIMO с пространственным кодированием на основе антенных решеток (АР)	15
1.4. Условия распространения сигналов в городских условиях.....	19
1.5. Адаптивная пространственно-временная обработка сигналов на выходах АР.....	21
1.6. 3D-модель канала радиосвязи для городских условий с многочисленными переотражениями	23
1.7. Пространственно-временное кодирование	30
1.8. Ортогональное частотное разделение каналов OFDM.....	37
1.9. Методы помехоустойчивого кодирования в системах MIMO и SIMO с адаптивной обработкой	42
1.10. Адаптация в MIMO-системе при многопутном распространении сигнала, вызванном переотражениями в канале	44
1.11. Выводы	46
2. МОДЕЛИ КАНАЛОВ, СИГНАЛОВ, ПОМЕХ И ШУМА В СИСТЕМЕ РАДИОСВЯЗИ WIMAX	48
2.1. Технология радиосвязи на основе WiMAX.....	48
2.2. Мобильная платформа WIMAX	49
2.3. Последствия распространения беспроводного сигнала в воздушной среде	51
2.4. Описание моделей сигнала, помех и шума	52
2.5. Распространение радиосигналов по беспроводным каналам	54
2.6. 3D-модель беспроводного MIMO-канала.....	59
2.7 Выводы.....	66
3. АЛГОРИТМ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДАННЫХ ДЛЯ ТРЕХМЕРНЫХ БЕСПРОВОДНЫХ КАНАЛОВ С МНОЖЕСТВЕННЫМИ ПЕРЕОТРАЖЕНИЯМИ КАК ДЛЯ МОБИЛЬНОЙ СИСТЕМЫ, ТАК И ДЛЯ БАЗОВОЙ СТАНЦИЙ MIMO-СИСТЕМЫ СВЯЗИ	69
3.1. Особенности алгоритмов передачи данных	69
3.2. Схематическое представление передающей и приемной систем связи	70
3.3. Алгоритм моделирования беспроводной системы связи.....	75
3.4. Адаптивный алгоритм обработки пространственно-временных сигналов.....	80
3.5. Помехоустойчивое кодирование в системе связи MIMO	85

3.6. Выводы.....	89
4. ИМИТАЦИОННЫЙ АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗРАБОТАННОГО АЛГОРИТМА.....	91
4.1. Моделирование импульсных характеристик беспроводного канала	91
4.2. Моделирование систем беспроводных соединений.....	93
4.3. Моделирование адаптивного алгоритма в составе беспроводной системы связи	96
4.4. Моделирование системы связи с использованием помехоустойчивого кодирования	111
4.5. Выводы.....	116
Заключение	118
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	120
ПРИЛОЖЕНИЯ	132
Приложение 1. Функция модуляции OFDM-сигнала.....	132
Приложение 2. Функция адаптивной обработки сигнала.....	133
Приложение 3. Функция моделирования характеристик канала	137
Приложение 4. Функция моделирования характеристик канала	142
Приложение 5. Функция расчета характеристик прямого пути.....	151
Приложение 6. Функция расчета характеристик обратно связи	159
Приложение 7. Акт о внедрении в научную работу проекта РНФ	167
Приложение 8. Акт о внедрении в учебную работу кафедры ТОР ИРТСУ	168

Список обозначений, сокращений и аббревиатур

16-QAM – 16-State Quadrature Amplitude Modulation, 16-позиционная квадратурная амплитудная модуляция

AP (APs) – Access Point(s), точка(и) доступа

AP – Активная разведка (или, в контексте беспроводных сетей, возможно, Антенная Решётка / Access Point)

АЦП – Аналого-цифровой преобразователь

BER – Bit Error Rate, коэффициент битовых ошибок

BPSK – Binary Phase-Shift Keying, двоичная фазовая манипуляция

BS – Base Station, базовая станция

CP – Cyclic Prefix, циклический префикс

FFT – Fast Fourier Transform, быстрое преобразование Фурье

IDFT – Inverse Discrete Fourier Transform, обратное дискретное преобразование Фурье

IFFT – Inverse Fast Fourier Transform, обратное быстрое преобразование Фурье

ISI – InterSymbol Interference, межсимвольная интерференция

LAN – Local Area Network, локальная вычислительная сеть (ЛВС)

LoS – Line-of-Sight, прямая видимость

LTE – Long-Term Evolution, долговременное развитие (стандарт сотовой связи)

МСИ – Межсимвольные искажения (эквивалент ISI)

MIMO – Multiple Input Multiple Output, многоканальный вход и многоканальный выход (многоканальная система)

MMSE – Minimum Mean Square Error, минимальная среднеквадратическая ошибка

NLoS – Non-Line-of-Sight, непрямая видимость

OFDM – Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, ортогональное частотное разделение каналов (мультиплексирование)

PAN – Personal Area Network, персональная вычислительная сеть

QAM – Quadrature Amplitude Modulation, квадратурная амплитудная модуляция (КАМ)

QPSK – Quadrature Phase Shift Keying, квадратурная фазовая манипуляция (КФМ)

RF – Radio Frequency, радиочастота

SIMO – Single Input Multiple Output, один вход и многоканальный выход

SISO – Single Input Single Output, один вход и один выход (одноканальная система)

SNR – Signal-to-Noise Ratio, отношение сигнал/шум

STC – Space-Time Coding, пространственно-временное кодирование

VoIP – Voice Over Internet Protocol, голос по интернет-протоколу (IP-телефония)

WAN – Wide Area Network, глобальная вычислительная сеть (ГВС)

WAVE – Wireless Access in Vehicular Environments, беспроводной доступ в автомобильной среде

WiMAX – Worldwide Interoperability for Microwave Access, глобальная совместимость для микроволнового доступа, широкополосная беспроводная технология

ИРТСУ – Институт радиотехнических систем и управления

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Стремительное развитие технологий беспроводной связи кардинально изменило способ передачи и получения информации в современных сетях. Поскольку мобильные приложения требуют все более высоких скоростей передачи данных, меньшей задержки и повышенной надежности, ограничения традиционных систем связи стали более очевидными. Решение этих проблем требует инновационных стратегий, которые используют пространственные и временные измерения беспроводных каналов [1-3].

В диссертации исследуется адаптивный алгоритм обработки сигнала, разработанный для пространственно-временной передачи данных в беспроводных системах MIMO-OFDM. Ключевым новшеством этой работы является одновременное развертывание адаптивного алгоритма как на базовой станции, так и на мобильной станции, что позволяет оптимизировать пути сигнала в реальном времени. Динамически направляя характеристики антенных решеток в направлении наиболее благоприятных путей распространения сигналов и подавляя помехи, алгоритм значительно повышает качество сигнала и пропускную способность системы [4, 5].

Исследование основывается на сильных сторонах MIMO и OFDM, двух основополагающих технологий в современных беспроводных стандартах, таких как WiMAX [6, 7]. Модифицирована подробная трехмерная модель канала, отражающая сложность городской многопутной среды, включающая такие элементы, как отражение сигнала, дифракция и доплеровский сдвиг [8], а также учитывающая изменение характеристик направленности антенны мобильной станции в результате ее адаптации. Эта модель поддерживает комплексное моделирование, которое оценивает влияние адаптивной обработки на производительность системы при различных схемах модуляции

и условиях разных SNR [9].

С помощью теоретического моделирования и анализа на основе симуляции диссертация демонстрирует, как адаптивная пространственно-временная обработка – при использовании на обоих концах линии связи – может значительно снизить частоту ошибок битов, повысить спектральную эффективность и поддерживать надежную передачу данных даже в сценариях отсутствия прямой видимости (NLoS). Предлагаемая структура предлагает масштабируемое и эффективное решение для будущих беспроводных систем, которые должны надежно работать во все более плотных и динамичных коммуникационных средах [10, 11].

В представляемом научном исследовании необходимо разработать и исследовать на основе моделирования систему связи в воздушном канале для городской среды при плотной застройке в условиях многочисленных переотражений на основе принципа «информированный приемник и информированный передатчик» на основе уже разработанного принципа обработки пространственно-временных сигналов. Требуется разработать алгоритм для обработки сигналов, а также реализовать его в среде Matlab.

Возможность автономного управления мобильными пользователями, обмена информацией, голосовой и видеосвязи без использования кабельных соединений является особенностью беспроводных систем связи. Из-за эффекта затухания сигнала, который меняется в зависимости от расстояния и частоты, эффекта Доплера, скорости подвижности абонентского терминала и многопутного распространения, связанного с рефракцией и отражением волн, полоса пропускания беспроводного канала в таких системах ограничена. Применение антенных решеток в радиосигналах основано на способности разделять сигналы в пространстве, создавая специфические характеристики направленности. Эта методика реализуется посредством адаптивной

обработки сигналов, получаемых с выходов каждого элемента антенной решетки как на приемнике, так и на передатчике, что позволяет определить направление прихода сигнала от передатчика. Однако, поскольку приемник окружен множеством различных отражателей, вызывающих рассеяние сигнала, направление на источник сигнала, как правило, заранее неизвестно. Для оценки весового вектора используются различные методы [12, 13]. Линейная антенная решетка является простым случаем решения задачи пространственной фильтрации. Плоская антенная решетка может быть использована для двумерной пространственной фильтрации, однако такой подход трудно реализуем из-за сложности вычислительных алгоритмов и большого числа регулируемых параметров, однако, она не учитывает отклонение направлений прихода сигналов и помех в угломестной плоскости. В связи с этим фактором возникает необходимость применять 3D-модель канала передачи информации в беспроводной среде.

В результате разработка пространственной адаптивной обработки сигналов остается важной для беспроводных систем, осуществляющих свою деятельность в среде с затрудненным распространением сигналов.

Целью диссертации является повышение эффективности MIMO-системы радиосвязи с помощью адаптивного алгоритма обработки пространственно-временных сигналов. Алгоритм предназначен для одновременной работы как на базовой станции, так и на мобильной станции.

Для достижения этой цели необходимо решить следующие **задачи**:

1. Провести поиск аналогов в международных и российских системах научно-технической информации;
2. Разработать алгоритм обработки сигналов, обеспечивающий снижение вероятности битовой ошибки и повышение пропускной способности как мобильной, так и базовой станций;

3. Модернизировать 3D-модель канала к новым параметрам и характеристикам, и использовать ее для оценки эффективности функционирования разработанного алгоритма, реализовав моделирование в программном обеспечении MATLAB.
4. Оценить производительность существующих и новых алгоритмов, определяя их способность минимизировать битовую ошибку и максимизировать пропускную способность радиосвязи при различных настройках модуляции, сигналов, антенных систем и уровне отношения сигнал/шум;
5. Проверить совместимость кодов Хэмминга и Рида-Соломона с алгоритмом обработки пространственно-временных сигналов в MIMO- и SIMO-системах радиосвязи.

Методология и методы исследования. Методология исследований основана на применении теории многомерных случайных процессов, теории матриц и разложении пространственной корреляционной матрицы выходных сигналов и помех для антенных решеток на собственные числа и собственные вектора. Для этого надо освоить физическую интерпретацию параметров и использование их при разработке и исследовании алгоритмов обработки пространственно-временных сигналов для приемников и передатчиков базовой и мобильной станций системы передачи информации.

Научная новизна работы:

1. Модернизирован адаптивный алгоритм пространственно-временной обработки сигналов на выходах антенных решеток одновременно как для мобильной, так и базовой станций системы связи на основе критерия максимума отношения сигнал/шум при использовании OFDM-MIMO-принципов модуляции для городских условий использования системы при многочисленных переотражениях сигналов в канале связи.

2. Исследована сравнительная эффективность алгоритмов на основе определения вероятности битовой ошибки и пропускной способности системы связи с адаптацией и без нее в зависимости от отношения сигнал/шум при изменении числа элементов антенных решеток, скорости движения мобильной станции, различных систем кодирования сигналов, дальности радиосвязи, интервалов между элементами антенных решеток как на передачу, так и на прием сигналов.
3. Исследованы вопросы интеграции адаптивной обработки с помехоустойчивыми кодами, в частности, кодами Хэмминга и Рида-Соломона, что обеспечивает дополнительное повышение устойчивости к ошибкам при передаче данных.

Практическая значимость результатов:

Улучшение качества радиосвязи в условиях городской застройки, где многочисленные отражения сигнала создают многопутность канала, достигается за счет снижения вероятности ошибок при передаче данных и увеличения максимальной скорости передачи информации. Созданный в рамках проведения настоящей работы алгоритм предоставляет возможность добиться сокращения вероятности появления ошибки BER более чем на пятнадцать процентов. Ещё одним преимуществом предложенного алгоритма является то, что благодаря его практическому внедрению растёт пропускная способность канала связи, что в особенности актуально в условиях городов, где плотная застройка создаёт препятствия для проникновения сигнала. Полученные в результате проведения исследования результаты были подтверждены по итогам моделирования, которое состоялось с использованием программно-прикладного пакета MATLAB, а также с использованием кодирования.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Разработанный алгоритм повысил помехоустойчивость системы связи MIMO-OFDM-систем, что отразилось на снижении вероятности битовых ошибок и повышении пропускной способности.
2. Интеграция кодов Рида-Соломона с пространственно-временным кодированием обеспечила повышение помехоустойчивости более, чем в 600 раз при $\text{SNR} = 8$ дБ.
3. Повышение эффективности приема в SIMO-системах за счет пространственного разнесения и адаптивной обработки сигналов в мобильной станции выражается в снижении вероятности битовой ошибки (BER) на 30–50% для модуляций сигнала BPSK, QPSK, 16-QAM.

Внедрение результатов:

1. На кафедре теоретических основ радиотехники Южного федерального университета исследования, проведенные в рамках диссертационной работы, нашли практическое применение в научных исследованиях и образовательном процессе. Они стали неотъемлемой частью учебных программ таких дисциплин, как «Системы, сети и устройства телекоммуникаций», «Электроника, радиотехника и системы связи», «Статистическая радиотехника», «Обработка пространственно-временных сигналов», «Современные алгоритмы обработки пространственно-временных сигналов в сетях связи следующего поколения» «Сети фиксированной и мобильной связи», «Мультисервисные сети связи и системы коммутации».
2. Исследования, проведенные в рамках диссертационной работы, были поддержаны грантом Российского научного фонда № 22-29-01389 от 21 декабря 2021 года «Разработка алгоритмов восстановления потерянных участков изображения карты подстилающей поверхности для беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в условиях городской инфраструктуры».

Апробация результатов. Результаты, представленные в диссертации, обсуждались и получили одобрение на трех международных и одной всероссийской научной конференции:

1. III Международная научно-практическая конференция «Научная инициатива иностранных студентов и аспирантов». Томский политехнический университет. Томск, 25–27 апреля 2023 г.

2. V Международная научно-практическая конференция «Научная инициатива иностранных студентов и аспирантов». Томский политехнический университет. Томск, 22–24 апреля 2025 г.

3. International scientific conference «Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves» (RSEMW). Divnomorskoe, Russia, 26–30 июня 2023 г.

4. Всероссийская научно-техническая конференция с международным участием имени профессора О. Н. Пьявченко «Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении» (КомТех-2023). Южный федеральный университет. Таганрог, 07–09 июня 2023 г.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 9 работ, в том числе 4 статьи в научных изданиях, входящих в Перечень ВАК, 4 публикации в сборниках трудов конференций и 1 свидетельство о регистрации программы для ЭВМ.

Личный вклад. Автор самостоятельно провел все ключевые исследования, представленные в диссертационной работе. Подходы к решению поставленных задач, методы исследования и полученные результаты были обсуждены и доработаны совместно с научным руководителем Федосовым В.П.

Структура диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех разделов, заключения, списка литературы и приложений. Диссертация изложена на 168 страницах, содержит 32 рисунка и 8 таблиц.

1. ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ПРОСТРАНСТВЕННОГО КОДИРОВАНИЯ

1.1. Технология радиосвязи на основе WiMAX

Wireless Max Interoperability, или WiMAX, – это широкополосная беспроводная технология, основанная на стандарте IEEE 802.16, которая обеспечивает беспроводную систему доступа для мобильных пользователей на широкополосных скоростях. Она обеспечивает архитектуру «точка-многоточка», тем самым допуская три основных режима использования. Эти режимы: фиксированный (стационарный), кочевой (переносной, не мобильный) и мобильный. В целом, WiMAX обеспечивает зону покрытия в 30 миль между опорами линий электропередач, что в свою очередь может обеспечить скорость передачи данных до 75 Мбит/с в широком диапазоне частот [77, 78].

WiMAX является заменой кабельных, DSL (Digital Subscriber Line – цифровая абонентская линия – это семейство технологий, которые используются для передачи цифровых данных по телефонным линиям операторами связи в городских районах, где пользователям может быть предоставлен высокоскоростной доступ в Интернет и услуги передачи данных). Он также представляет интерес для телефонных компаний как альтернативное средство охвата большей клиентской базы в сельской местности и решения проблемы «последней мили». WiMAX может покрывать радиус в 48 километров сигналами с максимальной скоростью до 1 Гбит/с, что достаточно быстро по сравнению со скоростью передачи сигналов в системе Wi-Fi. Использование WiMAX в развивающихся странах открывает множество других возможностей для развития и использования политики в телекоммуникационной отрасли. WiMAX предоставит возможности для

внедрения NGN (Next Generation Network – концепция построения сетей связи следующего поколения), заменив старую PSTN (Public Switched Telephone Network – телефонная сеть общего пользования) [79]. По вышеуказанным причинам отраслевые эксперты очень заинтересованы в развертывании и распространении WiMAX. WiMAX может использоваться для спутниковой передачи видео, радиосигналов, опорной сети оператора, локальной линии для компактных сетей, поиска DNS и совместного использования IP-адресов, веб-хостинга, видео по запросу, корпоративных сетей, отказоустойчивости и переадресации вызовов, телеметрии и передачи аудио на платной основе. Кроме того, WiMAX также является идеальным приложением для широкополосного беспроводного доступа, интернет-телефонии с совмещением систем Wi-Fi [80]. Максимальная пропускная способность доступна для фиксированного предоставления данных.

WiMAX – это отраслевой стандарт, предоставляющий высокоскоростные беспроводные широкополосные услуги. Стандарт используется для преобразования диапазона 2,4 ГГц в IP-трафик [81, 82].

1.2. Мобильная платформа WiMAX

WiMAX – это отраслевой консорциум по продвижению и поддержке внедрения семейства стандартов IEEE 802.16. В 2005 году был утвержден стандарт, предусматривающий мобильную работу с максимальной скоростью до 125 км/ч. Для повышения эффективности в условиях, где наблюдается частотно-избирательное замирание в средах NLOS [Line-of-Sight], спецификации мобильного WiMAX на физическом уровне применяют методы модуляции OFDM и OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access – многопользовательская версия цифровой модуляции OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiple). Для моделирования систем SISO была создана

платформа, которая нашла отражение в работах [30] и [35]. В рамках данной работы была модернизирована платформа мобильного WiMAX для интеграции MIMO-технологий, с целью исследования современных многоантенных кодировочных схем и предложенной схемы конкатенации STFC-LDPC (схема объединения LDPC-кодов и исходных кодов, **LDPC-код** Low-density parity-check code, низкоплотностный код) в условиях, имитирующих реальные сценарии работы канала. Спектр WiMAX состоит из поднесущих составляющих, которые разделяют систему связи на подканалы, которые несут полезную информацию. Защитные полосы используются для уменьшения интерференции между соседними поднесущими ACI (Inter-Carrier Interference). Коды пилот-поднесущих используются для оценки матрицы канала и синхронизации. Пилот-поднесущие промодулированы фиксированными, а также переменными кодами, где переменные Пилот-поднесущие линейно смещены по частоте в зависимости от номера символа OFDM [1].

Наряду с масштабируемостью мобильный WiMAX использует разнообразные методы модуляции, такие как BPSK, QPSK, 16-QAM и 64-QAM, для обеспечения эффективной передачи данных. Хотя пилот-поднесущие были размещены в соответствии со стандартом WiMAX [1], на приемниках мобильной и базовой станций была принята идеальная CSI (для оценки матрицы канала MIMO), которая была устранена непосредственно из модели канала, поскольку методы этой оценки в диссертации не рассматривались.

1.3. Системы радиосвязи MIMO с пространственным кодированием на основе антенных решеток (AP)

При передаче данных в традиционной системе связи с одной антенной процедура увеличения пропускной способности имеет ограничение из-за

использования фиксированной и неизменной полосы частот канала беспроводной сети. В ситуации дефицита частотного ресурса требуется использовать алгоритмы передачи, увеличивающие пропускную способность канала при его неизменной используемой полосе частот. В данных алгоритмах предлагается использовать пространственную обработку данных при передаче и приеме информации.

Предлагается использовать систему связи с пространственным кодированием MIMO, которая позволяет увеличить скорость передачи информации за счет нескольких независимых пространственных потоков в общей полосе частот [13]. Независимые пространственные потоки передачи информационного сигнала формируются за счет нескольких, разнесенных в пространстве, передающих или приемных антенн. Данные антенны являются элементами антенной решетки (АР), установленные на мачте на таком расстоянии друг от друга, чтобы излучающие сигналы не влияли друг на друга и, следовательно, взаимно не коррелировались. В результате имеется многопутное распространение сигнала, вследствие нескольких источников и дополнительных переотражений от элементов ландшафта и городской застройки.

Упрощенная схема системы передачи данных MIMO представлена на рисунке 1.1. После операции пространственно-временного кодирования информационные данные направляются на антенную решетку из m элементов и в канале передачи формируются $m \times n$ путей распространения данных, чем обоснован термин «многопутность». На приемной стороне системы имеется антенная решетка из n элементов. После приема информационного сигнала выполняется MIMO декодирование данных.

В оборудовании для передачи и приема данных в беспроводных сетях используется пространственное кодирование, повышающее

помехоустойчивость систем передачи.

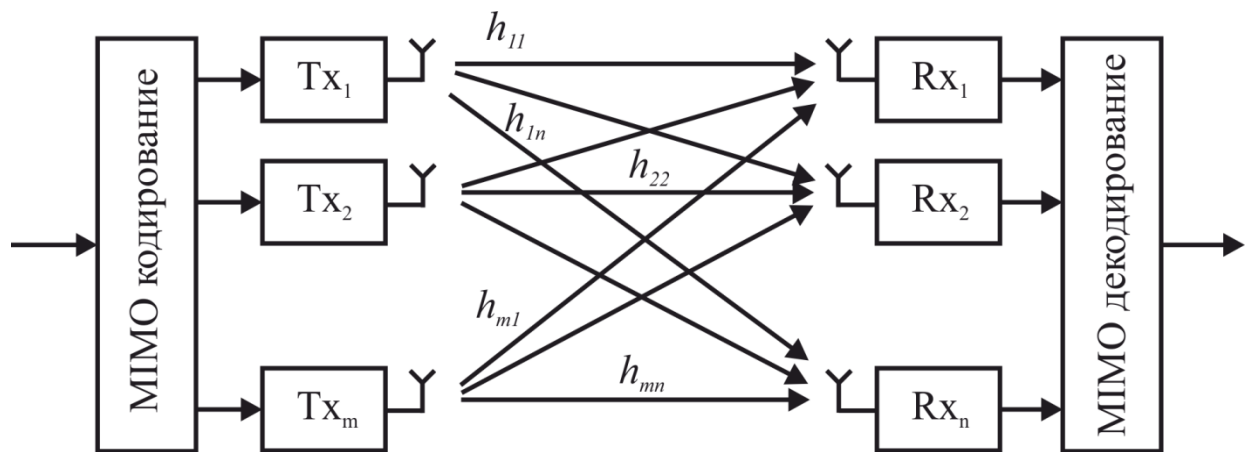


Рисунок 1.1 – Схема передачи информационных потоков для систем MIMO

В оборудовании для передачи и приема данных в беспроводных сетях используется пространственное кодирование, повышающее помехоустойчивость систем передачи. Примером реализации пространственного кодирования является разнесенная система передачи, объединяющая пространственное и временное кодирование [14]. Модулированные информационные пакеты разделяются на блоки, в которых фаза каждого блока кодируется определенным образом. В такой системе используется две антенны на прием и передачу, установленные на мачтах со значительным пространственным разнесением друг от друга. Пространственное разнесение источников сигнала позволяет обеспечить несколько независимых информационных потоков. Элементы антенных решеток разнесены таким образом, чтобы замирания в соседних потоках передачи были слабо коррелированы. Кроме того, разнесение источников сигнала при передаче в среде с переотражениями, такой как городская среда с плотной застройкой, приводит к появлению дополнительных путей

прохождения информационного сигнала и представляет собой многопутное распространение информационного сигнала. В свою очередь, многопутный канал передачи в беспроводной среде позволяет достичь большей пропускной способности [13]. Многопутное распространение сигналов может быть использовано в алгоритмах обработки сигналов для повышения пропускной способности беспроводной системы.

В системе с пространственным разнесением элементов антенной решетки, сигнал в каждой из приемных антенн является смесью сигналов, излученных передающей антенной и умноженных на комплексные передаточные характеристики канала [24]

$$s_j(t) = \sum_{i=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{ij}(t, \tau - \tau_l) x_i(t) + \mathbf{n}(t) = \sum_{i=1}^{N_t} h_{ij}(t, \tau) \otimes x_i(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1.1)$$

где $\mathbf{s}(t)$ – вектор принятых сигналов; $\mathbf{H}(t, \tau)$ – матрица комплексных коэффициентов передачи канала, где t является текущим временем, а τ – учитывает относительные задержки между компонентами путей; $h_{ij}(t, \tau)$ – комплексные коэффициенты матрицы канала $\mathbf{x}(t)$ – вектор переданного сигнала; $\mathbf{n}(t)$ – вектор шума каналов приемника.

В упрощенном виде формулу (1.1) можно записать в виде [13]

$$\mathbf{s}(t) = \mathbf{H}(t, \tau) \otimes \mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1.2)$$

Матрица канала имеет размерность $N_t \times N_r$, где N_t – количество передающих антенн, а N_r – количество приемных. Возможность одновременной передачи информации по нескольким пространственным

каналам позволяет достичь высокой спектральной эффективности.

Задачей приемника является оценка матрицы канала по тестовой последовательности с целью выделения полезной информации из принятого сигнала. Матрица канала выглядит следующим образом:

$$\mathbf{H}(t, \tau) = \begin{bmatrix} h_{11}(t, \tau) & h_{12}(t, \tau) & h_{13}(t, \tau) & \dots & h_{1N_t}(t, \tau) \\ h_{21}(t, \tau) & h_{22}(t, \tau) & h_{23}(t, \tau) & \dots & h_{2N_t}(t, \tau) \\ h_{31}(t, \tau) & h_{32}(t, \tau) & h_{33}(t, \tau) & \dots & h_{3N_t}(t, \tau) \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ h_{N_r,1}(t, \tau) & h_{N_r,2}(t, \tau) & h_{N_r,3}(t, \tau) & \dots & h_{N_r,N_t}(t, \tau) \end{bmatrix}. \quad (1.3)$$

Матрица канала представляет собой матрицу коэффициентов передачи передающих и приемных антенн. Коэффициент передачи учитывает характеристики канала передачи, параметры антенны и характеристики приемного тракта [13-22].

1.4. Условия распространения сигналов в городских условиях

Для разработки алгоритмов передачи данных для радиоканала в городских условиях следует учитывать особенности распространения радиосигнала в среде с плотной застройкой и зелеными насаждениями.

На рисунке 1.2 представлены пути распространения сигнала между мобильной абонентской MS (Mobile Station) и базовой BS (Base Station) станциями в беспроводной среде для городских условий. Показан прямой путь распространения сигнала D_{Los} , считающийся основным, и пути переотражений сигнала. Мобильная абонентская станция размещена в автомобиле и движется в условиях города со средней скоростью 40 км/ч. Отражения случайно распределены в беспроводной среде в зависимости от

конфигурации городской застройки, зданий, наземных и ландшафтных объектов. В результате имеется конфигурация системы связи большого радиуса действия с наличием прямого пути LoS (прямой видимости) или отсутствием NLoS (отсутствие прямой видимости) [22].

Расстояние по горизонтали учитывает положение базовой и мобильной станций на плоскости. На рисунке 1.2 прямой путь характеризуется значением D_{LOS} , углы для азимутальной плоскости задаются значениями θ_{BS}^{α} и θ_{MS}^{α} , а углы для плоскости возвышения θ_{BS}^{β} и θ_{MS}^{β} , которые рассчитываются по известному расстоянию и высоте. Приемник мобильной абонентской станции может двигаться относительно передатчика неподвижной базовой станции, это движение описывается вектором скорости v_{MS} , направление вектора скорости задается углами γ_{MS}^{α} и γ_{MS}^{β} . Углы излучения сигнала передающей антенны базовой станции θ_{AOD}^{α} , θ_{AOD}^{β} (AoD, angle-of-departure) и θ_{AOA}^{α} , θ_{AOA}^{β} углы прихода на приемник мобильной абонентской станции (AoA, angle-of-arrival), характеризуются случайными значениями, которые задаются как смещение относительно основного пути распространения. Разброс подпутий относительно основного пути характеризуется значениями σ_{AOD} и σ_{AOA} , и для простоты считаются одинаковыми в обеих плоскостях [22].

Количество отраженных сигналов зависит от расстояния и количества объектов городской застройки между приемником мобильной абонентской станции и передатчиком базовой станции. Движение мобильной абонентской станции приводит к добавлению доплеровского сдвига частоты к компонентам многолучевого распространения информационного сигнала. Местоположение базовой и мобильной станций имеет случайные координаты и зависит от расположения оборудования абонента в анализируемый момент времени.

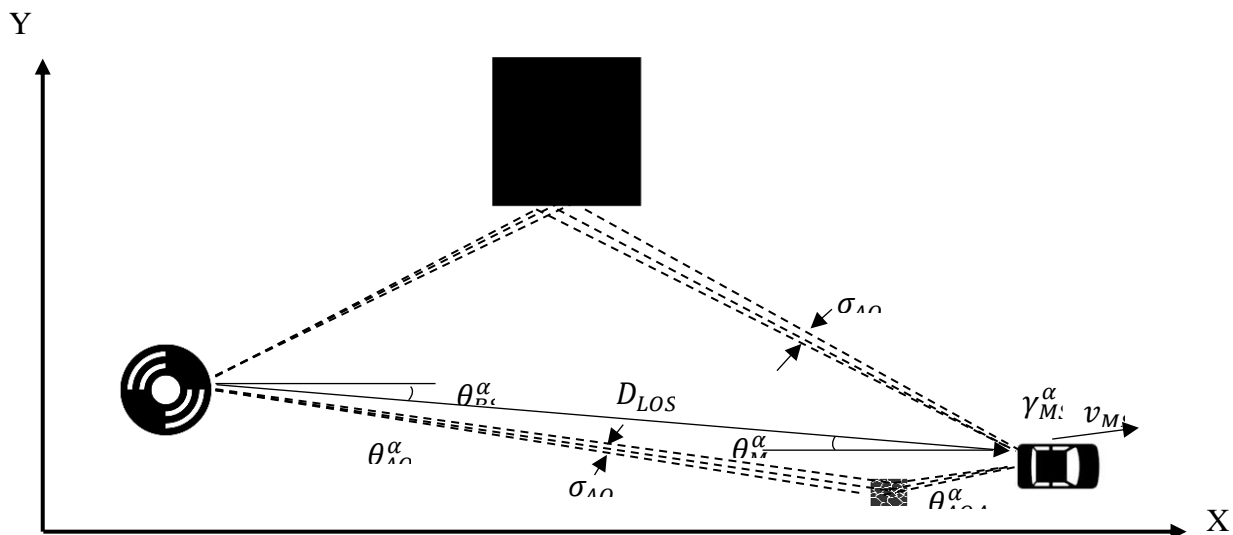


Рисунок 1.2 – Геометрическая модель распространения сигналов по беспроводному каналу в городских условиях

1.5. Адаптивная пространственно-временная обработка сигналов на выходах АР

Переотражения приводят к эффекту замирания сигнала и, вследствие увеличения информационных потоков, к возрастанию вероятности битовой ошибки при неизменном соотношении сигнал/шум. Поэтому предложен алгоритм [13] пространственно-временной обработки сигналов на выходе антенной решетки, основанный на формировании пространственной характеристики направленности антенной решетки по максимуму соотношения сигнал/шум.

Задачей алгоритма адаптивной пространственно-временной обработки сигналов на выходах антенной решетки является выделение пути прихода сигнала, который имеет в текущий момент времени наибольшую мощность и подавить остальные пути, как мешающие приему. Сигнал на выходе блока адаптации представлен в виде [13]:

$$\mathbf{Y}(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t) = \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t), \quad (1.4)$$

где w_i – значения весового вектора; x_i – отсчеты принятого сигнала; N – количество элементов антенной решетки.

Принятый сигнал $\mathbf{X}(t)$ представлен в виде суммы полезного сигнала и помехи

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t). \quad (1.5)$$

В результате весовой обработки на выходе адаптивного блока получен сигнал, который содержит сигнал от пути с наибольшей мощностью.

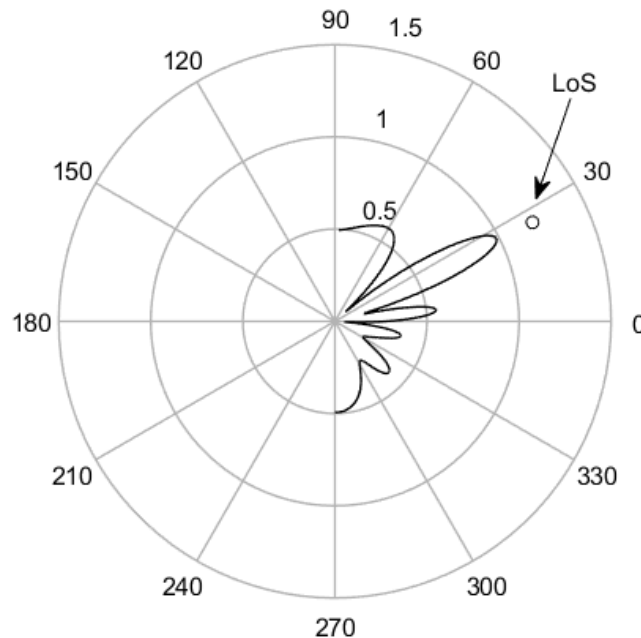


Рисунок 1.3 – Адаптированная диаграмма направленности

Адаптированная диаграмма направленности антенной решетки на выходе адаптивного блока представлена на рисунке 1.3. Максимум диаграммы направленности показан в направлении LoS пути с наибольшей мощностью

принимаемого сигнала.

Представленный алгоритм адаптации будет корректно работать только при отсутствии активных помех, сравнимых по мощности с информационным сигналом. Данный алгоритм представлен для системы беспроводной передачи информации применительно к гидроакустической среде [13].

1.6. 3D-модель канала радиосвязи для городских условий с многочисленными переотражениями

Для точной оценки производительности систем MIMO в WiMAX разработана трехмерная модель канала, учитывающая углы прихода сигнала в беспроводной системе. Каналы связи между антенными решетками базовой станцией и мобильной абонентской станцией создаются с использованием общей схемы каналов 3GPP / WiMAX. При построении модели требуется учитывать крупномасштабные параметры, такие как затухание в тени, коэффициент пропорциональности задержки, потери на трассе и угловой разброс, и мелкомасштабные параметры, такие как направления прибытия и отправления, которые выбираются случайным образом в соответствии с табличными функциями распределения, мощностями информационного сигнала, задержками приема информационного сигнала. В трехмерной модели канала требуется учесть распространение в плоскости азимута и возвышения на основе предсказаний от точки расположения мобильной абонентской станции к точке расположения неподвижной базовой станции для каждой конкретной городской ячейки, что позволяет получить оценку пропускной способности канала, пространственной корреляции и оценить производительность системы [22].

Модель распространения каналов показана на рисунке 1.4. Анализируются пути распространения между мобильной абонентской и

базовой станцией в плоскости XZ, показаны отражения от здания, земли, а также показан прямой путь распространения сигнала.

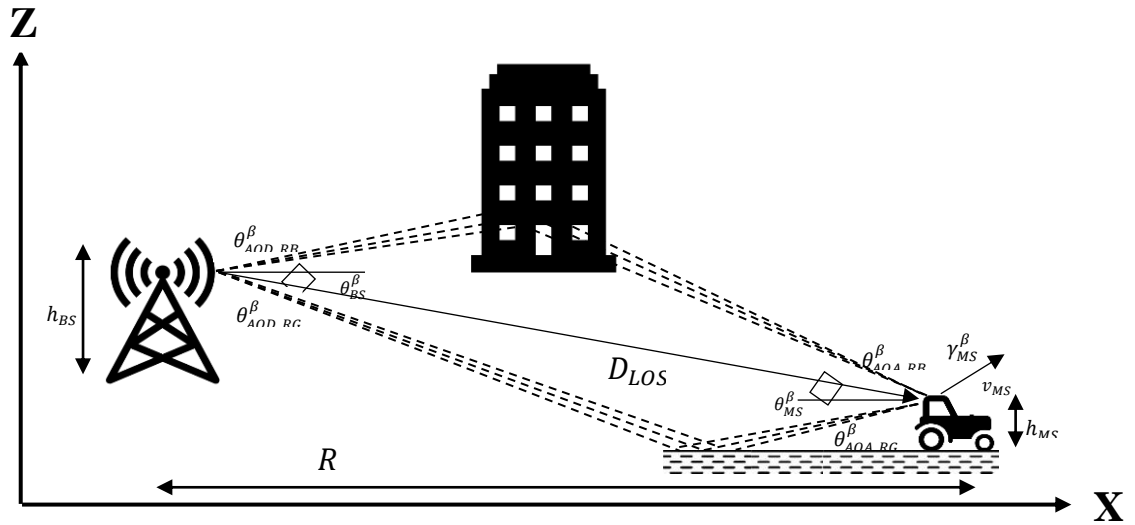


Рисунок 1.4 – Модель распространения канала в плоскости XZ

В результате импульсная характеристика многопутного канала может быть описана следующим выражением [22]

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)), \quad (1.6)$$

где $a_n(t)$ – изменяющаяся во времени амплитуда n -го пути, $\tau_n(t)$ – изменяющаяся во времени задержка распространения сигнала для n -го пути, N – количество путей.

Для рассматриваемого 3D канала WiMAX импульсная характеристика будет иметь вид –

$$h(t, \tau) = h^{LOS}(t, \tau) + h^{RB}(t, \tau) + h^{RG}(t, \tau), \quad (1.7)$$

где $h^{LOS}(t, \tau)$ – компонент, описывающий прямой путь; $h^{RB}(t, \tau)$ – компонент,

описывающий отражение от здания; $h^{RG}(t, \tau)$ – компонент, описывающий отражение от поверхности земли.

Компоненты формулы (1.5) описывают все составляющие сигналов, приходящих на прямой путь и пути отражения. Каждый компонент, помимо прямого пути, содержит n отраженных сигналов. Количество отраженных сигналов зависит от расстояния и количества зданий городской ячейки между приемником и передатчиком. Ситуация усложняется, если мобильная станция начинает двигаться относительно базовой станции. Это приводит к добавлению доплеровского сдвига частоты к компонентам многолучевого распространения.

Математическое представление прямого пути записывается как высота прямой видимости $h_{s,u,n}^{RB}(t, \tau)$ [22]

$$\begin{aligned}
 h_{s,u}^{LOS}(t, \tau) &= \\
 &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \cdot \sqrt{G_{BS}(\theta_{BS}^\alpha, \theta_{BS}^\beta)} \cdot \sqrt{G_{MS}(\theta_{MS}^\alpha, \theta_{MS}^\beta)} \cdot L_S(D_{LOS}) \cdot L_A(D_{LOS}) \cdot \\
 &\quad \delta(\tau - \tau_{LOS}) \exp(jkd_{BS}^1 \sin(\theta_{BS}^\alpha)) \exp(jkd_{BS}^2 \sin(\theta_{BS}^\beta)) \times \\
 &\quad \exp(jkd_{MS}^1 \sin(\theta_{MS}^\alpha)) \exp(jkd_{MS}^2 \sin(\theta_{MS}^\beta)) \times \\
 &\quad \exp(jK[v_{BS} \cos(\theta_{BS}^\alpha - \gamma_{BS}^\alpha) \cos(\theta_{BS}^\beta - \gamma_{BS}^\beta) + \\
 &\quad v_{MS} \cos(\theta_{MS}^\alpha - \gamma_{MS}^\alpha) \cos(\theta_{MS}^\beta - \gamma_{MS}^\beta)]t),
 \end{aligned} \tag{1.8}$$

где K – коэффициент Райса; s – количество антенных элементов базовой станции; u – количество антенных элементов мобильной станции; d_{BS}^1 – расстояние между элементами антенн базовой станции в горизонтальной плоскости; d_{BS}^2 – расстояние между элементами антенн базовой станции в вертикальной плоскости; d_{MS}^1 – расстояние между элементами мобильной станции в горизонтальной плоскости; d_{MS}^2 – расстояние между элементами мобильной станции в вертикальной плоскости.

плоскости; $L_s(D)$ – потери при распространении волны; $G_{BS}(\theta^\alpha, \theta^\beta)$ – коэффициент усиления передающей антенны в направлении отражателей; $G_{MS}(\theta_{MS}^\alpha, \theta_{MS}^\beta)$ – коэффициент усиления приемной антенны мобильной станции.

Компоненты, описывающие отражение от зданий и поверхности земли, могут быть представлены как $h^{RB}(t, \tau)$ – компонент, описывающий отражение от здания:

$$\begin{aligned}
 h_{s,u,n}^{RB}(t, \tau) = & \sqrt{\frac{1}{K+1}} \cdot L_s(D_n) \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot \sum_{m=1}^M \frac{\sqrt{G_{BS}(\theta_{AOD_{RB},n,m}^\alpha, \theta_{AOD_{RB},n,m}^\beta)}}{\sqrt{G_{MS}(\theta_{AOA_{RB},n,m}^\alpha, \theta_{AOA_{RB},n,m}^\beta)}} \times \\
 & \xi_{n,m} \Phi_{n,m} \exp(jkd_{BS}^1 \sin(\theta_{AOD_{RB},n,m}^\alpha)) \exp(jkd_{BS}^2 \sin(\theta_{AOD_{RB},n,m}^\beta)) \times \\
 & \exp(jkd_{MS}^1 \sin(\theta_{AOA_{RB},n,m}^\alpha)) \exp(jkd_{MS}^2 \sin(\theta_{AOA_{RB},n,m}^\beta)) \times \\
 & \exp(jK[v_{BS} \cos(\theta_{AOD_{RB},n,m}^\alpha - \gamma_{BS}^\alpha) \cos(\theta_{AOD_{RB},n,m}^\beta - \gamma_{BS}^\beta) + \\
 & v_{MS} \cos(\theta_{AOA_{RB},n,m}^\alpha - \gamma_{MS}^\alpha) \cos(\theta_{AOA_{RB},n,m}^\beta - \gamma_{MS}^\beta)]t),
 \end{aligned} \tag{1.9}$$

$h^{RG}(t, \tau)$ – компонент, описывающий отражение от поверхности земли:

$$\begin{aligned}
 h_{s,u,n}^{RG}(t, \tau) = & \sqrt{\frac{1}{K+1}} \cdot L_s(D_n) \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=1}^M \frac{\sqrt{G_{BS}(\theta_{AOD_{RG},n,m}^\alpha, \theta_{AOD_{RG},n,m}^\beta)}}{\sqrt{G_{MS}(\theta_{AOA_{RG},n,m}^\alpha, \theta_{AOA_{RG},n,m}^\beta)}} \times \\
 & \xi_{n,m} \Phi_{n,m} \exp(jkd_{BS}^1 \sin(\theta_{AOD_{RG},n,m}^\alpha)) \exp(jkd_{BS}^2 \sin(\theta_{AOD_{RG},n,m}^\beta)) \times \\
 & \exp(jkd_{MS}^1 \sin(\theta_{AOA_{RG},n,m}^\alpha)) \exp(jkd_{MS}^2 \sin(\theta_{AOA_{RG},n,m}^\beta)) \times \\
 & \exp(jK[v_{BS} \cos(\theta_{AOD_{RG},n,m}^\alpha - \gamma_{BS}^\alpha) \cos(\theta_{AOD_{RG},n,m}^\beta - \gamma_{BS}^\beta) + \\
 & v_{MS} \cos(\theta_{AOA_{RG},n,m}^\alpha - \gamma_{MS}^\alpha) \cos(\theta_{AOA_{RG},n,m}^\beta - \gamma_{MS}^\beta)]t),
 \end{aligned} \tag{1.10}$$

где $\xi_{n,m}$ – амплитуда сигнала от отражателей, $\Phi_{n,m}$ – фаза сигнала от отражателей.

Поскольку в модели местоположение локальных объектов назначается случайным образом между передатчиком и приемником, время распространения сигнала рассчитывается на основе сгенерированного местоположения базовой станции, мобильной станции и абонентов со случайными координатами.

1.6.1. Совмещение помехоустойчивого кодирования в MIMO-системе радиосвязи. Повышение достоверности передачи данных в условиях многопутных замираний требует применения методов помехоустойчивого кодирования (ПК). В данной работе используется двухуровневый подход, сочетающий адаптивную пространственно-временную обработку на физическом уровне и корректирующие коды на канальном уровне. Такой подход обеспечивает синергетический эффект: адаптация оптимизирует параметры канала, а кодирование эффективно исправляет оставшиеся ошибки [114, 115].

Коды Хэмминга. Коды Хэмминга являются классическими линейными блочными (n, k) кодами с минимальным кодовым расстоянием $d_{\min} = 3$, что позволяет исправить любую одиночную ошибку в кодовом слове [116, 117]. Кодирование осуществляется путем умножения вектора информационных битов u (длины k) на порождающую матрицу G (размерности $k \times n$): $v = u \cdot G$.

В рамках данного исследования код Хэмминга служит базовым уровнем для оценки эффективности системы. Адаптивный алгоритм, подавляя глубокие замирания, снижает общую частоту ошибок и сокращает пакеты ошибок, преобразуя их в одиночные, которые данный код способен эффективно исправлять.

Коды Рида-Соломона (РС). Коды Рида-Соломона являются недвоичными циклическими кодами, работающими над расширенным полем Галуа $GF(2^m)$, где элементы поля являются m -битовыми символами [114,

117]. Код RS (n, k) имеет длину n символов и содержит k информационных символов. Его ключевое свойство — достижение границы Синглтона ($d_{\min} = n - k + 1$), что делает его MDS-кодом (Maximum Distance Separable) с максимально возможным расстоянием для данных параметров [118, 119]. Это позволяет ему исправить до $t = \lfloor (n - k)/2 \rfloor$ ошибок в символах или пакет ошибок длиной до t символов.

Комбинация кода РС с адаптивным алгоритмом является основой предлагаемого решения.

В традиционных системах замирания в многопутном канале вызывают длинные пакеты ошибок (burst errors), борьба с которыми требует от кода РС работы на пределе его возможностей.

Алгоритм адаптивной системы, отслеживая самый мощный путь, стабилизирует канал связи, сокращая длительность и интенсивность глубоких замираний. Он трансформирует статистику ошибок, делая ее ближе к статистике одиночных ошибок.

Адаптация "подготавливает" канал для декодера, сокращая пакеты ошибок до длины, гарантированно исправляемой кодом РС. В результате эффективность кодирования возрастает на порядки, что демонстрирует экстремальное улучшение помехоустойчивости.

1.6.2. Адаптация в ММО-системе при многопутном распространении сигнала, вызванном переотражениями в канале. В канале с многочисленными переотражениями сигналов, вызванном плотной застройкой в зоне покрытия наблюдается приход сигнала в раскрыв приемной антенны с разных направлений и с различными задержками [22]. Эти обстоятельства вызывают взаимные помехи для соседних символов передаваемого сигнала и повышают вероятность битовой ошибки и, как следствие, снижают пропускную способность канала связи. Для снижения

этих отрицательных последствий многопутности канала предложено в источниках [22 – 26] использовать пространственную фильтрацию для выделения пути, по которому в приемник поступает сигнал максимальной мощности среди сигналов других путей, если в сети отсутствуют активные помехи. Для построения пространственного фильтра на основе антенной решетки используется разбиение приемной антенной решетки на блоки с интервалом между элементами, равном $\lambda/2$, затем выполняется оценка пространственной корреляционной матрицы на основе временных отсчетов сигналов в пределах интервала стационарности канала на выходах блока антенной решетки и с помощью уравнения диагонализации матрицы рассчитываются собственные числа и собственные вектора матрицы из уравнения Эйлера [40 – 42]

$$\mathbf{V}^T \mathbf{\Sigma} \mathbf{V} = \mathbf{\Lambda}, \quad (1.11)$$

где $\mathbf{\Sigma}$ – пространственная корреляционная матрица сигналов на выходах блока AP; \mathbf{V} – матрица собственных векторов; $\mathbf{\Lambda}$ – матрица собственных чисел.

В соответствии с алгоритмом адаптации [22] выполняется определение максимального собственного числа из диагональной матрицы $\mathbf{\Lambda}$ и соответствующего ему собственного вектора \mathbf{V}_{\max} . Затем на основе весового суммирования сигналов блока приемной антенной решетки с помощью собственного весового вектора \mathbf{V}_{\max} определяется сигнал системы MIMO на выходе сумматора в каждом блоке антенной решетки.

Расстояния между фазовыми центрами антенной решетки MIMO определяются как $\lambda K/2$, где K – число элементов антенной решетки в блоке. Таким образом, число элементов AP для MIMO-системы определяется числом блоков антенной решетки.

После данной адаптации диаграмма направленности антенного блока настраивается таким образом, что ее максимум совпадает с направлением на самый мощный сигнал, а минимумы подавляют помехи от остальных путей. Эта оптимизированная антенная система была применена для ММО-передачи в мобильной связи. В публикациях [22 – 24, 94, 97,] показано, что такая адаптация существенно снижает вероятность битовой ошибки. Однако, при расчете эффективности системы ММО использовалась 3D-модель канала без учета уже выполненной адаптации приемника и передатчика мобильной системы. Таким образом, 3D-модель канала системы ММО нуждается в модернизации, а значит, и исследования сравнительной эффективности ММО-системы и исследования сочетания полученного алгоритма с известными методами кодирования с исправлением ошибок, в частности, кодирование Рида-Соломона.

Таким образом, цель диссертации заключается в повышении эффективности ММО-системы радиосвязи с помощью адаптивного алгоритма обработки пространственно-временных сигналов. Алгоритм предназначен для одновременной работы как на базовой станции, так и на мобильной станции.

1.7. Пространственно-временное кодирование

Для понимания методов кодирования пространства-времени необходимо базовое понимание линейной алгебры. В многомерном пространстве, представленном матрицей $N \times M$, столбцы и строки матрицы относятся либо к передающей антенне, либо к приемной антенне соответственно. Элементы пространства указывают на передаваемый сложный сигнал. Сложные пространственно-временные сигналы можно рассматривать как сигналы в этом пространстве $N \times M$ как последовательность

во времени, заданную приемным антеннам, или последовательность во времени, заданную передающим антеннам. Такая последовательность во времени может быть названа вектором длины N или векторным пространством, содержащим N измерений, в то время как последовательность в пространстве может быть названа вектором, состоящим из M элементов. Как сигналы, эти векторы принадлежат к семейству сигналов и существуют в векторном пространстве [20, 53, 71]. Легко видеть, что, поскольку пространство и время следуют друг за другом и тесно связаны друг с другом, мы не можем думать о них как о двух отдельных полях. Можно использовать математические операторы, которые более применимы к пространству, и включать матрицы для обработки времени и наоборот, или использовать специальные комбинации операторов, которые применимы к обоим. Положительные свойства сигнала могут быть улучшены, в то время как нежелательные многомерные помехи могут быть минимизированы. Для эффективной разработки такой обработки сигнала нам необходимо рассмотреть несколько математических теорий [11, 24, 54]. Чтобы применить пространственно-временные сигналы к системе связи пространства-времени, такой как канал ММО, передаваемый сигнал сначала проектируется и представляется в виде сложной матрицы или набора матриц. Затем эта матрица передается по каналу с определенными матрицами канала. В приемнике обработка сигнала применяется для обнаружения информации, содержащейся в выходном сигнале канала. Некоторые методы обработки сигнала включают фильтрацию, модуляцию, обращение времени, оценку канала, синхронизацию, выравнивание, кодирование и декодирование. Было опубликовано много работ с использованием пространственно-временного кодирования, большинство из которых требуют глубокого понимания математических тем, упомянутых в предыдущих параграфах. Чтобы

обеспечить реалистичную исследовательскую цель и последние эффективные разработки в области кодирования ММО, мы представляем базовую теорию, не рассматривая применение к пространственно-временному кодированию. Другими словами, наша математическая база является самой простой. Для того чтобы разработать пространственно-временной код с минимальной сложностью и максимальной эффективностью, необходимо изучить и понять математические инструменты, представленные в следующих разделах. Следует подчеркнуть, что необходимые математические инструменты и их приложения к широкому спектру научных, инженерных и технологических областей будут показаны в следующих частях. Импульсный отклик такого канала можно представить как [22, 69]

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i(t) e^{j\varphi_i(t)} \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (1.12)$$

– модуль коэффициента передачи, учитывающий каждый i - й путь сигнала.

В приёмном устройстве производятся такие манипуляции, которые фактически являются обратными по отношению к рассмотренным выше. Как только преобразование завершается, при этом уровень частоты сокращается, сгенерированный сигнал проходит трансформацию. Финальный результат этого процесса – это появление цифрового сигнала. Достижение данного результата становится возможным с применением АЦП, то есть с применением аналого-цифрового преобразователя. Впоследствии при возникновении соответствующей необходимости может быть инициирована демодуляция цифрового сигнала, кроме того, он может быть также и декодирован. Такие действия предоставляют возможность восстановления изначального битового потока.

В рассматриваемой системе присутствует сигнал, для описания которого применяется выражение, представленное далее [24],

$$s(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h(t, \tau - \tau_i)x(t) + n(t) = h(t, \tau) * x(t) + n(t), \quad (1.13)$$

где $s(t)$ – принятый сигнал, $x(t)$ – переданный сигнал, $n(t)$ – шум приемника.

Производительность пространственно-временного кодирования может быть строго и всесторонне оценена многими способами. Первой и наиболее важной метрикой производительности для STC является вероятность ошибки, которая количественно определяет вероятность ошибочной передачи. В простейшем случае некодированной сигнализации на приемнике выполняется только согласованное комбинирование фильтров, так что из детерминированного y следует, что переданный сигнал x равен s . Это происходит, когда выбирается целое число λ , которое минимизирует квадрат евклидовой нормы $y - Hx$. Для N векторов приема вероятность того, что один из них будет точно совпадать с областью принятия решения для данного вектора передачи, равна P (ошибка)/($N M M$), где N – число символов. Это удобное свойство подразумевает, что вероятности ошибок в разных векторах приема независимы и одинаково распределены. Однако в случае неизвестного замирания метрика производительности содержит информацию о состоянии канала и равномерно усредняется по независимым и одинаково распределенным каналам.

Сформулируем вероятность ошибки P (error) в контексте замирания для общей системы MIMO, STC (Society for Technical Communication) – Общество технической коммуникации – это профессиональная ассоциация, занимающаяся развитием теории и практики технической коммуникации.

Однако перед этим важно рассмотреть популярную концепцию, так называемый компромисс между разнесением и мультиплексированием. Это обеспечивает хорошее понимание производительности кода в отношении частоты ошибок сообщений, особенно в сценарии с несколькими антеннами, и является критическим критерием проектирования для STC с точки зрения желаемого компромисса надежности и пропускной способности, поскольку он обеспечивает систематическую основу для изучения влияния кодов в обеих точках. В работе описан способ, которым компромисс достигается кодом, и показываем, что, поскольку желаемый компромисс диктует выбор и его конструкцию, оптимальные критерии зависят от конструкции и включают оптимальные параметры, которые являются параметрами кода и являются специфичными для канала Рэлея в большинстве работ. Однако важно повторить, что информация о канале и скорости будет влиять на этот выбор, поскольку, если она известна, можно выбрать не только компромисс, но и наилучшую конструкцию кода для точки компромисса. В дальнейшем мы обсуждаем разнообразный набор кодов, подходящих для различных частей компромисса. Главная цель исследований обычно заключается в том, чтобы сосредоточиться на коде с наилучшим значением. Вероятность ошибки P (error) также может выступать в качестве базовой метрики производительности для STC. Однако она, в свою очередь, связана с понятием разнообразия. Вероятность ошибки дает нам верхнее приближение средней частоты ошибок, которая определяется путем измерения относительного роста вероятности ошибочной передачи по отношению к отношению шума к сигналу. Для больших значений E/N_0 , как в случае чистых каналов, вероятность ошибочной передачи P (error) можно приравнять к средней частоте ошибок. Хотя P (error) прост в своем определении, его нельзя вычислить в точной форме, и он анализируется как особый случай с

использованием кодирования, идентичного представленным выше, но с некогерентным или дифференциальным приемником, использующим метрику решения, основанную на одном принятом сигнале, а не на нескольких, обычно получаемых от когерентных приемников, как упоминалось ранее. P (ошибка) и ее асимптотические результаты, предполагающие большое попадание и регулярную аппроксимацию, будут показаны для этого особого случая в следующем разделе [69].

Пространственно-временное кодирование было задумано как недорогая реализация в беспроводных системах связи. Беспроводные системы связи WLAN и MAN обеспечивают высокую мобильность и поэтому в основном ориентированы на надежную передачу данных между пользователем и беспроводной точкой доступа или базовой станцией, где среда подходит на расстоянии до 50 метров и подходит для использования в закрытых и городских районах на расстоянии нескольких сотен метров. Следует отметить, что увеличение пропускной способности данных, а также снижение частоты ошибок при передаче данных являются центральным направлением модернизации беспроводных локальных сетей и городских сетей. Кроме того, основным преимуществом будет снижение стоимости внедрения предлагаемой системы, поскольку при использовании пространственно-временного кодирования существующие развернутые системы связи не нужно менять. Мобильные сети четвертого и пятого поколений состоят из различных доменов, от обычных мобильных сетей до облачных сетей радиодоступа, включая магистральные и сети средней дальности, которые, как считается, способны развивать скорость передачи данных в гигабитах в секунду. В конечном итоге были добавлены фемтосоты и пикосоты, чтобы обеспечить повсеместную связь по всему миру.

Пространственно-временное кодирование позволит

мультиплексировать между различными передающими и приемными антеннами. В результате использования этого метода кодирования предъявляются очень высокие требования к скорости передачи данных в диапазоне от 16 до 24 бит/с/Гц должны быть выполнены с использованием динамических адаптивных схем модуляции, которые могут изменять схему модуляции и кодирования в зависимости от качества усиления канала. Этот метод кодирования позволяет значительно улучшить производительность за счет использования разнесения посредством схемы кодирования, которая позволяет декодировать правильную информацию, даже если одна приемная антенна выходит из строя. На основе большого количества практического опыта исследований была разработана и внедрена на борту транспортного средства антенна с одним входом и несколькими выходами, чтобы обеспечить прозрачность позиционирования для приложения после того, как транспортное средство покидает туннель. Важно, что та же техника кодирования также использовалась для тестирования транспортного средства. Для этого случая Сеть на пути прямой видимости протяженностью более 16,5 километров обеспечивала полное качество связи. Многие поставщики беспроводных услуг используют несколько антенн в своих сетях для предотвращения затухания в условиях отсутствия прямой видимости, особенно в городских районах, затронутых городскими каньонами, а также в условиях сильного дождя и снега. Наконец, исследователи планируют использовать пространственно-временное кодирование в практических и новых технологиях для Интернета вещей, электронного сбора платы за проезд и систем связи для поездов, кораблей и самолетов, а также в мобильных сетях шестого поколения и TETRA. Текущая сеть поставщика беспроводных услуг, использующая технологию LTE в Соединенных Штатах, также использует технологию пространственно-временного кодирования [30].

1.8. Ортогональное частотное разделение каналов OFDM

WiMAX базируется на таком эффекте, как ортогональное частотное разделение. Обозначение OFDM используется для того, чтобы описать схему, назначение которой заключается в том, чтобы передавать крупные информационные массивы с большой скоростью. Таким образом, распространённость OFDM является самой высокой в Wi-Fi системах. Характеристики, присущие OFDM, дают возможность прибегать к данной системе тогда, когда есть необходимость транслирования сведений в условиях наличия большого количества крупных препятствий [30].

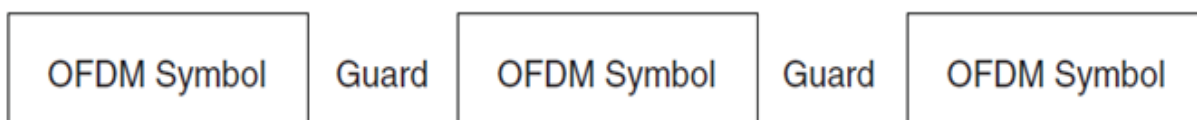
Когда реализуется OFDM-схема, это означает, что модуляция осуществляется не с одной поднесущей, а с их большим количеством. В данном случае общий информационный поток разделяется на несколько отдельных составляющих, каждая из которых продолжает своё дальнейшее распространение отдельно от всех остальных, по параллельным линиям. В этом случае скорость транслирования данных сокращается. Чем больше поднесущих создаётся, тем меньше проявляет себя межсимвольная интерференция. Одновременно нарастает протяжённость одного и того же символа [1, 31].

OFDM относится к категории спектральных систем, причём из всех тех спектральных систем, которые известны к настоящему моменту, она является одной из самых эффективных. Когда проектируется какая-либо из данных систем, нужно соответствующим образом отнестись к подбору поднесущих. Их нужно располагать таким образом, чтобы у них присутствовала ортогональность. Можно показать, что сигнал OFDM эквивалентен обратному дискретному преобразованию Фурье (IDFT) блока последовательности данных. Это делает чрезвычайно простой реализацию передатчиков и приемников OFDM в дискретном времени с использованием IFFT (обратного

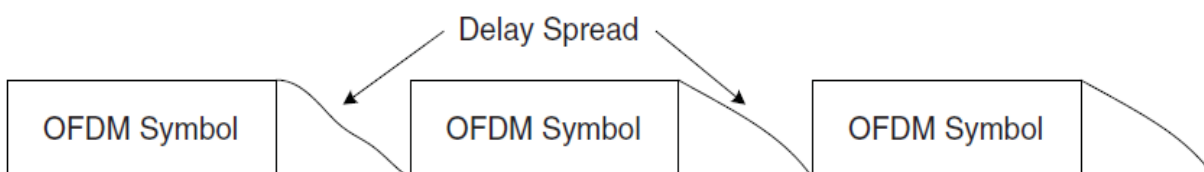
быстрого преобразования Фурье) и FFT соответственно [72].

Для полного устранения межсимвольных помех между символами OFDM используются защитные интервалы.

Если защитный интервал больше ожидаемого разброса задержки многолучевого распространения, то межсимвольную интерференцию можно полностью устранить [73] путем группировки символов данных в блок, известный как символ OFDM. Для того чтобы каждый символ OFDM оставался независимым от других после того, как он прошел через беспроводной канал, между символами OFDM необходимо ввести защитный интервал [74]:



После приема серии символов OFDM, пока время защиты T_s больше разброса задержки канала t , каждый символ OFDM будет мешать только самому себе:



Передачи OFDM позволяют использовать ISI в символе OFDM. Однако, включив достаточно большую защитную полосу, можно гарантировать отсутствие помех между последующими символами OFDM.

Передаваемая информация представляет собой последовательность символов OFDM, которые содержат как полезные данные, так и служебную информацию. Кроме того, можно рассмотреть систему OFDM, которая использует N поднесущих. Эти N поднесущих равномерно распределены вокруг центральной поднесущей. Каждый символ OFDM во временной

области состоит из информационной части длительностью T и циклического префикса T_g (CP – циклический префикс) (рисунок 1.5), и формируется путем копирования последних n отсчетов информационной части [34], [75]. Для устранения межсимвольных помех требуется защитный интервал; длительность префикса должна быть больше максимального времени задержки сигнала в канале [3].

Математическое представление сигнала OFDM во временной области имеет вид [65, 75]

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j2\pi kn/N} , \quad (1.14)$$

где N – общее количество поднесущих, $X(k)$ – поднесущие сигнала OFDM в частотной области [3].

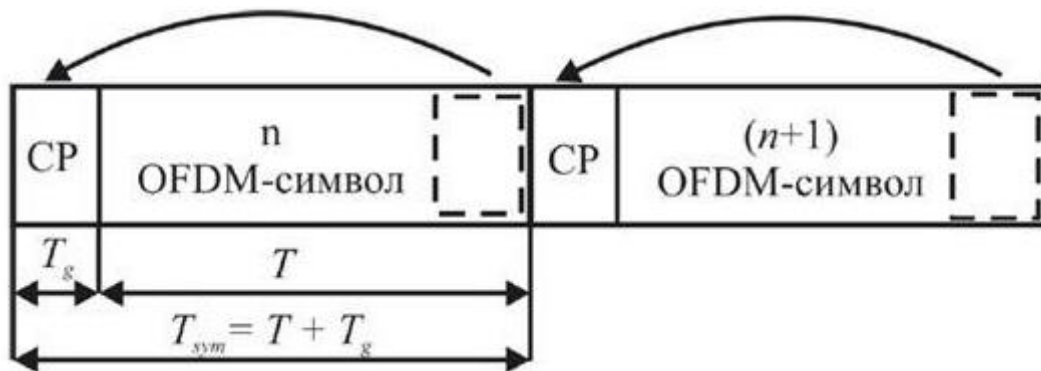


Рисунок 1.5 – структура символа OFDM во временной области

Как видно из формулы (3), аппарат быстрого преобразования Фурье может быть использован для получения временной реализации сигнала OFDM. Таким образом, следует выбирать количество поднесущих, кратное степени 2 [37].

Существует возможность модулирования всех систем OFDM, для чего предусмотрено применение механизмов цифровой модуляции.

Для того, чтобы вычислить, насколько поднесущие удалены друг от друга, нужно воспользоваться следующим выражением, предварительно определив величины параметров B и K [37]

$$\Delta f = \frac{1}{T} = \frac{B}{K} . \quad (1.15)$$

Если проанализировать выражение (1.15), то можно определить, что факторами, воздействующими на величину OFDM-сигнала, выступают, во-первых, число поднесущих, во-вторых, то, на какой полосе находятся частоты [37]

$$T_{sym} = T + T_g \quad (1.16)$$

передачи данных сигнала OFDM можно рассчитать, применяя следующее выражение:

$$BR = \frac{N \frac{\log_2 M}{T_{sym}} \text{ bit}}{s} . \quad (1.17)$$

Когда многопутные составляющие обладают большой задержкой, в этом случае нужно пересмотреть объём поднесущих (в сторону его увеличения).

На рисунке 1.6 продемонстрировано, как именно выглядят сигналы в пределах той области, где насчитывается двадцать одна поднесущая. Такое число поднесущих является минимально допустимым, на практике же используется подход, при котором число поднесущих больше. Обусловлено данное обстоятельство тем, что в этом случае создаётся возможность

увеличения количества поддиапазонов. Каждый из таких поддиапазонов, если и корректируется во времени, то с незначительной скоростью. Таким образом, негативное влияние, происходящее в связи с замираниями, минимизируется. Анализируя данные, которые показаны на рисунке 1.6, можно также определить и то, что номенклатура поднесущих включает в свой состав поднесущие защищающего типа и поднесущие пилотного типа. Таким образом, генерируются пилотные сигналы (пилот-поднесущие), применяемые для того, чтобы оценить матрицу канала [38].

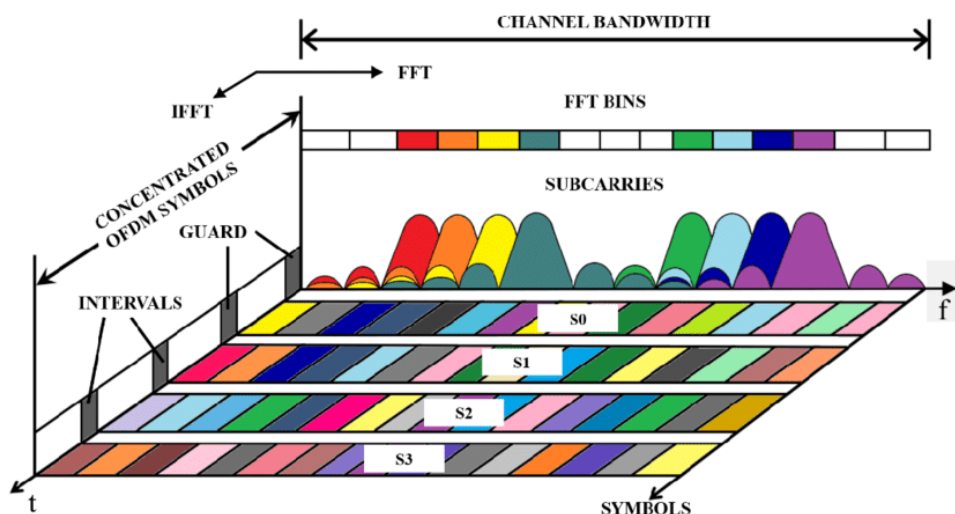


Рисунок 1.6 – OFDM-символы, представленные в частотно-временной области

У каждого OFDM-сигнала присутствует по несколько значений, каждое из которых располагается в пределах частотной области. Соответственно, создаётся возможность синхронизации частот между собой. В связи с тем, что поднесущая – это не что иное, как компонент сигнала, как правило, она приобретает нулевое значение. Это нужно для того, чтобы минимизировать негативное влияние, происходящее в связи со смещением сигналов [38].

Из приведенного выше можно сделать вывод о том, что сингулярная

точка располагается в позиции, соответствующей пятидесяти процентам от частоты дискретизации. И в этом случае можно говорить о проявлении сразу нескольких проблем. Одна из них заключается в том, что поднесущая может разбиваться на две отдельно взятые составляющие, при этом амплитуда каждой из этих поднесущих будет меньше, чем необходимо [2].

Кратко подытоживая материал, который рассмотрен в данной части настоящей работы, можно отметить следующее. Несмотря на те преимущества, которые ему присущи, принцип ортогональности далеко не во всех случаях используется на практике, поскольку для него характерен также и ряд минусов. Прежде всего можно акцентировать внимание на следующем обстоятельстве: в случае, если отсутствует согласованность между гетеродинами приёмного устройства и передающего устройства, частота OFDM-сигнала существенно отклоняется от необходимой и тогда частотный спектр разбивается на отдельные составляющие. Для минимизации негативных эффектов, связанных с этим, необходимо согласовывать функционирование приёмного и передающего устройств.

1.9. Методы помехоустойчивого кодирования в системах MIMO и SIMO с адаптивной обработкой

Повышение достоверности передачи данных в условиях многолучевых замираний требует применения методов помехоустойчивого кодирования (ПК). В данной работе используется двухуровневый подход, сочетающий адаптивную пространственно-временную обработку на физическом уровне и корректирующие коды на канальном уровне. Такой подход обеспечивает синергетический эффект: адаптация оптимизирует параметры канала, а кодирование эффективно исправляет оставшиеся ошибки [114, 115].

Коды Хемминга. Математически коды Хэмминга являются классическими линейными блочными (n, k) кодами с минимальным кодовым

расстоянием $d_{\min} = 3$, что позволяет исправить любую одиночную ошибку в кодовом слове [116, 117]. Кодирование осуществляется путем умножения вектора информационных битов u (длины k) на порождающую матрицу G (размерности $k \times n$): $v = u \cdot G$.

Роль в системе. В рамках исследования эффективности разрабатываемого алгоритма код Хэмминга может служить базовым уровнем для оценки эффективности системы. Адаптивный алгоритм, подавляя глубокие замирания, снижает общую частоту ошибок и сокращает пакеты ошибок, преобразуя их в одиночные, которые данный код способен эффективно исправлять.

Коды Рида-Соломона (РС) являются недвоичными циклическими кодами, работающими над расширенным полем Галуа $GF(2^m)$, где элементы поля являются m -битовыми символами [114, 116]. Код $RS(n, k)$ имеет длину n символов и содержит k информационных символов. Его ключевое свойство — достижение границы Синглтона ($d_{\min} = n - k + 1$), что делает его MDS-кодом (Maximum Distance Separable) с максимально возможным расстоянием для данных параметров [118, 119]. Это позволяет ему исправить до $t = \lfloor (n - k)/2 \rfloor$ ошибок в символах или пакет ошибок длиной до t символов.

Комбинация кода РС с адаптивным алгоритмом является основой предлагаемого решения.

В традиционных системах: Глубокие замирания в многопутном канале вызывают длинные пакеты ошибок (burst errors), борьба с которыми требует от кода РС работы на пределе его возможностей.

В адаптивной системе: Алгоритм, отслеживая самый мощный путь, стабилизирует канал связи, сокращая длительность и интенсивность глубоких замираний. Он трансформирует статистику ошибок, делая ее ближе к статистике одиночных ошибок.

Синергетический эффект: Адаптация "подготавливает" канал для декодера, сокращая пакеты ошибок до длины, гарантированно исправляемой кодом РС.

В результате эффективность кодирования возрастает на порядки, что демонстрирует экстремальное улучшение помехоустойчивости, что проявляется в снижении вероятности битовой ошибки и повышении пропускной способности канала радиосвязи.

1.10. Адаптация в ММО-системе при многопутном распространении сигнала, вызванном переотражениями в канале

В канале с многочисленными переотражениями сигналов, вызванном плотной застройкой в зоне покрытия наблюдается приход сигнала в раскрыв приемной антенны с разных направлений и с различными задержками [22]. Эти обстоятельства вызывают взаимные помехи для соседних символов передаваемого сигнала и повышают вероятность битовой ошибки и, как следствие, снижают пропускную способность канала связи. Для снижения этих отрицательных последствий многопутности канала предложено в источниках [22 – 26] использовать пространственную фильтрацию для выделения пути, по которому в приемник поступает сигнал максимальной мощности среди сигналов других путей, если в сети отсутствуют активные помехи. Для построения пространственного фильтра на основе антенной решетки (АР) используется разбиение приемной АР на блоки с интервалом между элементами, равном $\lambda/2$, затем выполняется оценка пространственной корреляционной матрицы на основе временных отсчетов сигналов в пределах интервала стационарности канала на выходах блока АР и с помощью уравнения диагонализации матрицы рассчитываются собственные числа и собственные вектора матрицы из уравнения Эйлера [40 – 412]

$$\mathbf{V}^T \Sigma \mathbf{V} = \Lambda, \quad (1.18)$$

где Σ – пространственная корреляционная матрица сигналов на выходах блока AP; \mathbf{V} – матрица собственных векторов; Λ – матрица собственных чисел.

В соответствии с алгоритмом адаптации [22] выполняется определение максимального собственного числа из диагональной матрицы Λ и соответствующего ему собственного вектора \mathbf{V}_{\max} . Затем на основе весового суммирования сигналов блока приемной AP с помощью собственного весового вектора \mathbf{V}_{\max} определяется сигнал системы MIMO на выходе сумматора в каждом блоке AP.

Расстояния между фазовыми центрами антенной решетки MIMO определяются как $\lambda K/2$, где K – число элементов AP в блоке. Таким образом, число элементов AP для MIMO-системы определяется числом блоков AP.

В публикациях [22 – 24, 94, 97,] показано, что такая адаптация существенно снижает вероятность битовой ошибки. Однако, при расчете эффективности системы MIMO использовалась 3D-модель канала без учета уже выполненной адаптации приемника и передатчика мобильной системы. Таким образом, 3D-модель канала системы MIMO нуждается в проверке совместимости, а значит, в исследования сравнительной эффективности MIMO-системы и исследования при сочетании разрабатываемого алгоритма с известными методами кодирования с исправлением ошибок, в частности, кодирование Рида-Соломона. В подразделе 1.9 на основе анализа литературных источников [114 – 119] был обоснован выбор методов помехоустойчивого кодирования.

1.11. Выводы

Беспроводная связь произвела революцию в том, как мы подключаемся, общаемся и делимся информацией. С самого начала с телеграфом до современных технологий 5G и WiMAX беспроводные системы прошли различные этапы развития, значительно определив глобальную инфраструктуру связи. WiMAX, в частности, стал мощным решением для высокоскоростной передачи данных на большие расстояния, превосходя ограничения традиционного Wi-Fi. По мере дальнейшего развития беспроводных технологий их интеграция во все аспекты жизни – от здравоохранения и общественной безопасности до транспорта и развлечений – будет только углубляться, подчеркивая жизненно важную важность безопасных, масштабируемых и инновационных систем связи в цифровую эпоху.

1. Цель диссертации заключается в повышении эффективности MIMO-системы радиосвязи с помощью адаптивного алгоритма обработки пространственно-временных сигналов. Алгоритм предназначен для одновременной работы как на базовой станции, так и на мобильной станции.

2. Для достижения сформулированной цели необходимо решить следующие задачи:

- провести поиск аналогов в международных и российских системах научно-технической информации;
- разработать алгоритм обработки сигналов, обеспечивающий снижение вероятности битовой ошибки и повышение пропускной способности как мобильной, так и базовой станций;
- модернизировать 3D-модель канала к новым параметрам и характеристикам, и использовать ее для оценки эффективности

функционирования разработанного алгоритма, реализовав моделирование в программном обеспечении Matlab.

- оценить производительность существующих и новых алгоритмов, определяя их способность минимизировать битовую ошибку и максимизировать пропускную способность радиосвязи при различных настройках модуляции, сигналов, антенных систем и уровне отношения сигнал/шум.

- проверить совместимость кодов Хэмминга и Рида-Соломона совместно с алгоритмом обработки пространственно-временных сигналов в MIMO- и SIMO-системах радиосвязи.

2. МОДЕЛИ КАНАЛОВ, СИГНАЛОВ, ПОМЕХ И ШУМА В СИСТЕМЕ РАДИОСВЯЗИ WiMAX

2.1. Технология радиосвязи на основе WiMAX

Wireless Max Interoperability, или WiMAX, – это широкополосная беспроводная технология, основанная на стандарте IEEE 802.16, которая обеспечивает беспроводную систему доступа для мобильных пользователей на широкополосных скоростях. Она обеспечивает архитектуру «точка-многоточка», тем самым допуская три основных режима использования. Эти режимы: фиксированный (стационарный), кочевой (переносной, не мобильный) и мобильный. В целом, WiMAX обеспечивает зону покрытия в 30 миль между опорами линий электропередач, что в свою очередь может обеспечить скорость передачи данных до 75 Мбит/с в широком диапазоне частот [77, 78].

WiMAX является заменой кабельных, DSL (Digital Subscriber Line – цифровая абонентская линия – это семейство технологий, которые используются для передачи цифровых данных по телефонным линиям) и T1 линий, что делает его серьезной вызовом для операторов связи в городских районах, где миллионам потенциальных пользователей может быть предоставлен высокоскоростной доступ в Интернет и услуги передачи данных. Он также представляет интерес для телефонных компаний как альтернативное средство охвата большей клиентской базы в сельской местности. WiMAX может покрывать радиус в 30 миль сигналами с максимальной скоростью до 1 Гбит/с на ячейку, что достаточно быстро по сравнению со скоростью передачи сигналов на предприятии, в школе и дома с Wi-Fi. Использование WiMAX в развивающихся странах открывает множество других возможностей для развития и использования политики в

телекоммуникационной отрасли. WiMAX предоставит возможности для внедрения NGN (Next Generation Network) – концепция построения сетей связи следующего поколения, заменив старую PSTN (Public Switched Telephone Network) – телефонная сеть общего пользования [79]. По вышеуказанным причинам отраслевые эксперты очень заинтересованы в развертывании и распространении WiMAX. WiMAX может использоваться для спутниковой передачи видео, радиосигналов, опорной сети оператора, локальной линии для компактных сетей, поиска DNS и совместного использования IP-адресов, веб-хостинга, видео по запросу, корпоративных сетей, отказоустойчивости и переадресации вызовов, телеметрии и передачи аудио на платной основе. Кроме того, WiMAX также является идеальным приложением для широкополосного беспроводного доступа, интернет-телефонии и агрегации Wi-Fi [80]. Максимальная пропускная способность доступна для фиксированного предоставления данных. Это может быть фиксированное предложение или, на основе аренды, перепродажа этих услуг также доступна партнерам.

WiMAX – это отраслевой стандарт, предоставляющий высокоскоростные беспроводные широкополосные услуги. Этот отраслевой стандарт основан на функциональной концептуальной схеме, созданной с использованием стандарта Zigbee для взаимодействия датчиков. Стандарт используется для преобразования диапазона 2,4 ГГц в IP-трафик [81, 82].

2.2. Мобильная платформа WiMAX

WiMAX – это отраслевой консорциум по продвижению и поддержке внедрения семейства стандартов IEEE 802.16. В 2005 году был утвержден стандарт, предусматривающий мобильную работу с максимальной скоростью до 125 км/ч. Для повышения эффективности в условиях, где наблюдается

частотно-избирательное замирание в средах NLOS, спецификации мобильного WiMAX на физическом уровне применяют методы модуляции OFDM и OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) — это многопользовательская версия цифровой модуляции OFDM. Для моделирования систем SISO была создана платформа, которая нашла отражение в работах [30] и [35]. В рамках данной работы была модернизирована платформа мобильного WiMAX для интеграции MIMO-технологий, с целью исследования современных много антенных кодировочных схем и предложенной схемы конкатенации STFC-LDPC (схема объединения LDPC-кодов и исходных кодов) (LDPC- код Low-density parity-check code, низкоплотностный код) в условиях, имитирующих реальные сценарии работы канала. Спектр WiMAX состоит из поднесущих составляющих, которые разделяют систему связи на подканалы, которые несут полезную информацию. Защитные полосы используются для уменьшения интерференции между соседних поднесущих (ACI) (Inter-Carrier Interference). Коды пилот-поднесущих используются для оценки матрицы канала и синхронизации. Пилот-поднесущие промодулированы фиксированными, а также переменными кодами, где переменные Пилот-поднесущие линейно смещены по частоте в зависимости от номера символа OFDM [1]. Наряду с масштабируемостью мобильный WiMAX использует разнообразные методы модуляции, такие как BPSK, QPSK, 16-QAM и 64-QAM, для обеспечения эффективной передачи данных. Хотя пилот-поднесущие были размещены в соответствии со стандартом WiMAX [1], на приемниках мобильной и базовой станций была принята идеальная CSI (Для оценки матрицы канала MIMO), которая была устранена непосредственно из модели канала, поскольку методы этой оценки в диссертации не рассматривались.

2.3. Последствия распространения беспроводного сигнала в воздушной среде

Существует несколько математических моделей, которые аппроксимируют быстрое и диффузное затухание мощности сигнала с расстоянием. Для заданного пути передачи это затухание может быть вызвано такими факторами, как затухание в свободном пространстве, поглощение и дифракция. Это затухание сигнала происходит из-за затухания на препятствиях и, наоборот, усиления сигнала, когда сигналы принимаются с нескольких путей на предполагаемом приемнике. Величина потерь и усиления на пути часто зависит от рельефа местности, нормативных условий и конкретных диапазонов сигналов [84]. Наконец, такие модели формируют основу для проведения анализов или численного моделирования для прогнозирования производительности беспроводных систем. Несколько опубликованных статей [38, 39, 51] также документируют эффекты сложных условий распространения в системах WiMAX, предоставляя тематические исследования конкретных географических мест с серьезными эффектами распространения.

В заключение необходимо подчеркнуть, что эффекты распространения беспроводного сигнала и оборудование/технологические решения, используемые для их уменьшения, существенно влияют на общую конструкцию системы WiMAX. В случаях, когда неопределенности процесса распространения относительно высоки, решения должны удовлетворять строгим граничным условиям, связанным с этим конкретным поведением окружающей среды. Для достижения этого важно накопить глубокие знания о проблеме распространения радиоволн с помощью соответствующих измерительных, которые независимы от рассматриваемой модели сети WiMAX [85].

2.4. Описание моделей сигнала, помех и шума

В данном подразделе содержится обстоятельное изложение моделей, описывающих сигналы, помехи и шум. Беспроводные сигналы широко моделируются для целей анализа, с особым акцентом на математические и имитационные модели. В связи с их фундаментальной важностью для качества радиосвязи также доступно несколько моделей. Кроме того, поскольку шум присущ любой системе связи, это веская причина для его моделирования и характеристики: чем выше отношение сигнал/шум, тем лучше качество связи и точность обнаружения сигнала на приемнике. Как правило, шум делится на четыре типа в зависимости от его источников: тепловой белый шум, дробовой или дефлекторный шум и импульсный шум. Кроме того, помехи определяются как нежелательный сигнал, поступающий на приемник на той же частоте, что и нужный сигнал. Этот нежелательный сигнал может исходить из нескольких источников, и он может ухудшить производительность системы. Также предлагается несколько моделей для поиска связи между отношением сигнал/шум на приемнике и некоторыми другими параметрами, такими как пропускная способность, передаваемая мощность, расстояние и система. Обсуждаемые модели связаны с технологиями передачи голоса и данных. Такие модели систем должны разрабатываться на этапе ввода в эксплуатацию любой системы [86, 87].

Существует несколько моделей, которые можно использовать для разработки этой системы связи, и она может быть представлена аналитическими выражениями, кривыми. Для моделирования и разработки связи между требуемым отношением сигнал/шум и пропускной способностью используются два метода: метод, который создает имитационную модель, и другой метод, который разрабатывает аналитическую расчетную модель:

– Аналитические модели представляют собой теоретический подход к расчету требуемых изменений мощности принимаемых символов в результате строгой коррекции ошибок кодирования и соответствующего требования к частоте ошибок битов. Эти аналитические модели просты и удобны в использовании. Выражения в этой модели выводятся из теоретических соотношений и могут обеспечивать более высокую точность, чем другие модели, в зависимости от типа входных данных, которые могут использоваться [3].

– Имитационные модели могут моделировать систему таким образом, что в конечном итоге достигается минимальный BER. Эти модели отражают фактическую производительность системы и обычно используются для моделирования бюджета мощности системы и канала. Имитация допускает множество параметров системы и канала, так что модель очень гибкая. Модели, используемые для генерации требуемого SNR для определения диапазона и начального входа в сеть, должны быть более подробными.

Уровень возможных искажений от реальных условий может потребовать комбинации аналитических и имитационных моделей для обеспечения приемлемых значений, поскольку аналитические формулы сами по себе не могут количественно оценить эффекты неидеальных выходных мощностей, возникающих из-за динамического диапазона приемника. Большинство систем связи, такими как коэффициент шума приемника, чувствительность приемника и уровни отношения сигнал/шум. Для количественной оценки SNR и улучшения производительности систем связи используются как имитационные, так и аналитические модели. Модели, обсуждаемые в этой главе, оценивают описательные параметры приемника, включая оптимальную мощность, подаваемую на PIN-диод, соответствующую мощность принимаемого сигнала и уровни входной мощности шума, которые

выход должен распознавать для удовлетворения пороговых свойств приемопередатчика. Если несколько параметров являются входными предположениями, как указано в примерах [51] моделирование дает отношение сигнал/шум в соответствии с уравнением.

2.5. Распространение радиосигналов по беспроводным каналам

Радиосигналы распространяются от передатчика к приемнику напрямую, через процесс дифракции и серию отражений от объектов в канале к приемнику в беспроводной среде. При наличии крупных объектов меньше энергии проходит напрямую между передатчиком и приемником, но большинство сигналов, которые проникают через препятствия, проходят через дифрагированный режим, обычно известный как затенение. Такие отраженные сигналы рассеиваются объектами во многих направлениях. Таким образом, беспроводной канал в приемнике обычно содержит изменяющиеся во времени многолучевые компоненты, каждый с различной амплитудой, фазой и задержками. Амплитуды путей изменяются от низких до высоких, но в относительном смысле. Таким образом, в условиях многолучевого распространения принятый сигнал аддитивного белого гауссовского шумового канала в первую очередь является взвешенной комбинацией его ортогонально значимых базисных собственных векторов.

Для реализации и проектирования системы радиосвязи важно понимать, как ведут себя передаваемые радиоволны [88]. На этот эффект может влиять окружающая среда, особенно если канал связи беспроводной. При передаче радиоволн они распространяются в пространстве в виде расширяющихся сфер. Из определенной точки передачи дифракция происходит, когда волны огибают край препятствия, и это явление может возникнуть, если размер препятствия составляет несколько длин волн. Основные режимы

распространения могут в значительной степени комбинироваться друг с другом; суперпозиция по-прежнему возможна без уникального ухудшения производительности. Режимы распространения на расстояния сильно зависят от количества препятствий, в то время как их эффективность сильно зависит от задействованных физических тел [89]. Учитывая эти общепринятые выводы, городские районы имеют очень сложные характеристики беспроводного канала, что затрудняет улучшение производительности. Кроме того, проектирование систем требует определения распространения радиосигнала в назначенном городе для передачи и наблюдения за принимаемой мощностью без помех.

2.5.1. Распространение земных волн. Проще говоря, земная волна – это передача сигнала через пространство между землей и небом. Сигнал может проходить необходимые расстояния на частотах ВЧ в диапазоне от нескольких мегагерц до примерно 470 кГц. Земная волна обладает некоторыми уникальными свойствами. Во-первых, она используется для передачи сигнала относительно низкой частоты. Ее длина волны может быть больше радиуса Земли. Во-вторых, потери, вызванные сигналом, в первую очередь обусловлены кривизной Земли. Они могут достигать 30 дБ на расстоянии 100 км! Наконец, она страдает от серьезных помех со стороны различных окружающих шумов, таких как промышленный шум, пожары автомобилей и молнии [90, 91].

Это тот случай, когда сигнал передается с использованием более низкой частоты, чем требуется, так что кривизна земли в конечном итоге изгибает волну обратно к земле. Лучшим примером является случай микроволновой передачи во время заката, когда частота становится слишком низкой по сравнению с кривизной [92]. Технология WiMAX подходит для обеспечения потребностей населения крупных городов из-за ее огромного покрытия – до

50 км от одной вышки – без нарушения работы заводов или зданий. Более того, если приемник расположен над землей, не будет никаких или минимальных изменений в производительности, даже если между ними находится много высоких объектов. Некоторые математические модели помогают планировать и оптимизировать такое покрытие. Было много случаев, когда установки WiMAX полагались исключительно на распространение наземных волн с разумным успехом. Этот тип распространения ограничен не только сельскими районами, но также пригородными и городскими районами. Однако из-за различных видов человеческой деятельности контент и технологии, используемые для распространения наземных волн, были инновационными, и, следовательно, использование VoIP, телефона и высокоскоростного интернет-соединения стало возможным в наши дни.

2.5.2. Распространение электромагнитной волны. Относительно низкие частоты (≤ 1 ГГц) используются в WiMAX для обеспечения лучшего покрытия наземной волной за пределами прямой видимости. Для таких частот дальность распространения увеличивается примерно до 500 км, особенно на больших высотах, из-за отражения радиочастотной энергии от ионосферы Земли. Слой содержит различные типы облаков заряженных частиц, образованных солнечным излучением. Ионосферные облака отражают радиочастотную энергию и, таким образом, расширяют нормальный диапазон прямой видимости наземных коммуникаций. Характеристики ионосферного отражения сильно зависят от высоты распространения и длины волны радиоволн, при этом 90% отражения падающей радиочастотной энергии происходит на заданной частоте для высоты, где N_{max} равен показателю преломления радиоволны нулевой мощности. Критическая частота определяется как

$$foF 2 = [N_{max}]^2/9,$$

где $N_{\text{макс}}$ максимальная электронная плотность в ионосферном слое высотой F2 [93]. Здесь критическая частота измеряется в МГц, а максимальная свободная электронная плотность дается в м^{-3} . Например, ночью диапазон foF 2 уменьшается примерно с 24 МГц летом до примерно 8 МГц зимой. В дополнение к ночной и дневной изменчивости, foF 2 также зависит от 11-летнего цикла солнечной активности.

Радиочастотная энергия может преломляться ионосферным облаком, отражаться или поглощаться в виде ионизации в факторах, падающих в облаках при $f < \text{foF } 2$, преломленный или рассеянный потерями в облаках, или, возможно, вне облаков в вакууме. На частотах выше foF 2 (т.е. $f > \text{foF } 2$) РЧ-энергия преломляется вверх относительно поверхности Земли. Увеличение плотности электронов на уровне земли с ростом частоты приводит к модальной связи и поверхностным РЧ-волнам в реальном времени. Кроме того, РЧ-энергия вызывает как прямые, так и локальные эффекты в ионосфере. Основная проблема с использованием характеристик небесной волны для наземной связи заключается в сильном многолучевом замирании, которое варьируется от нескольких до многих миллисекунд. Эта краткосрочная динамика в первую очередь обусловлена ионосферными возмущениями или солнечными радиовсплесками в ионосфере. Это приводит к высокому качеству обслуживания, особенно для протокола передачи голоса по Интернету. Ионосферные модели для определения рабочих частот в диапазоне HF становятся все более реалистичными, поскольку глобальные данные ионозондов, цифровые ионограммы и ионосферные возмущения все больше накапливаются сообществом из более чем 151 станции обратного зондирования по всему миру [94].

2.5.3. Распространение в пределах прямой видимости. В зоне связи прямая видимость (LOS) (Line-of-Sight) – прямая видимость. обеспечивается,

когда приемная и передающая антенны и любые средства мониторинга и управления не имеют препятствий. В таких сценариях один беспроводной сигнал передается напрямую от передатчика к приемнику. Это идеальный сценарий для достижения надежной связи на очень больших расстояниях, и именно здесь в настоящее время лежат перспективы практического WiMAX [95]. В общем, WiMAX отображает трафик как подканалы по беспроводному интерфейсу. Один из подканалов может отображать трафик в модель распространения LOS. Идеальное разделение подканалов может происходить в широкополосном канале, где зона Френеля благоприятно изгибается сама на себя.

Если канал LOS может быть правильно использован при развертывании, каналы WiMAX могут иметь более высокие скорости передачи данных и/или надежно работать на еще больших расстояниях. Однако LOS возникает только тогда, когда нет препятствий между базовой станцией и абонентскими узлами. Конечно, минимизация препятствий является хорошей практикой, но в городских условиях, где будет развернут WiMAX, эта рекомендация не может быть полностью соблюдена. Несмотря на это, существует очевидная необходимость в эффективном предоставлении WiMAX, по крайней мере частично, в текущих развертываниях. В этом разделе мы математически моделируем потери на пути, которые возникают даже в лучших нескольких точках доступа для подключения к основному сигналу WiMAX. OFDM 2,3 ГГц на 2 км в каждом участвующем секторе. Затем предлагаются простые алгоритмы для перевода большего процента зарегистрированных развертываний точек доступа в режим распространения LOS [39].

2.6. 3D-модель беспроводного MIMO-канала

Перед тем, как приступить к исследованию, которое представлено в данной части работы, были внесены корректировки в трёхмерную модель канала. Благодаря внесённым изменениям данная модель начала учитывать воздействие, происходящее в связи с изменением угла прихода сигнала. Кроме того, благодаря произошедшим изменениям данная модель начала учитывать воздействие, происходящее в связи с поступлением сигналов от мобильных устройств, адресованных к базовым станциям [22]. Сведения о мобильных устройствах, которые применяются пользователями, крайне важны, поскольку на их основании предусматриваются корректировки в имеющиеся трёхмерные модели. Контакт между абонентами, которые подключаются к сети, и между теми точками, которые обеспечивают данный доступ, реализуются одинаковым образом (в соответствии со схемой 3GPP/WiMAX [22, 50, 96]). При проектировании WiMAX-канала были учтены разнообразные сценарии, которые могут реализоваться в процессе обмена сведениями между пользователями, подключающимися к сети, и между точками, обеспечивающими для пользователей доступ к сети.

Некоторые параметры канала связи для WiMAX [113]:

- **Диапазон частот:** для соединения базовой станции с абонентской – от 1,5 до 11 ГГц, между базовыми станциями – от 10 до 66 ГГц.
- **Ширина канала:** для стандартов IEEE 802.16 – 20, 25 или 28 МГц, для IEEE 802.16-2004 – 1,25–20 МГц.
- **Скорость передачи данных:** в зависимости от стандарта и условий использования:
 - WiMAX 802.16d WMAN — до 75 Мбит/с, радиус зоны покрытия – 25–80 км, диапазон частот – 1,5–11 ГГц;

- WiMAX 802.16e Mobile WMAN – до 40 Мбит/с, радиус зоны покрытия – 1–5 км, диапазон частот – 2,33–13,6 ГГц;
- WiMAX 2 802.16m WMAN, Mobile WMAN – до 1 Гбит/с (WMAN), до 100 Мбит/с (Mobile WMAN), радиус зоны покрытия – 120–150 км, диапазон частот – до 11 ГГц.
- **Модуляция:** для передачи данных используется одна или множество несущих (сигналы с OFDM).

Тип дуплекса: TDD/FDD.

Изначально часть перечисленных параметров определяется случайно, для чего предусмотрено применение соответствующих функций распределения. Что же касается иных параметров, величины которых не столь существенны (это, в частности, отправки, а также приходы), то определение их первоначальных величин имеет сугубо случайный характер (но с учётом того, сколько вмещает в себя кластер, а также с учётом того, насколько он задерживается) [26]. Чтобы спроектировать одновременно несколько сценариев функционирования, начальные фазы выбираются случайным образом [17, 22]. Трёхмерная модель канала основывается на прогнозах, в соответствии с которыми определяются, во-первых, азимут, во-вторых, то, насколько высоко находится сигнал. Пользуясь именно таким подходом, можно максимизировать расчёт пропускной способности канала.

На рисунке 2.1 отражено, как именно сгенерированный сигнал распространяется в пространстве. При изображении рисунка 2.1, было определено, в частности, то, как именно сигнал, выходящий из устройства пользователя, поступает на базовую станцию (в процессе своего прохождения подвергаясь влиянию, обусловленному встречающимися на пути препятствиями, в частности, зданиями, сооружениями и иными крупными объектами). Для сравнения было также продемонстрировано, как именно

проходит прямая передача сигнала. На рисунке 2.1 имеется отдельно взятая плоскость XY, где охарактеризовано, как именно меняется распространение сигнала (что обусловлено его постоянным контактом с самыми разнообразными объектами внешней среды). Применяя модель, которая приведена на рисунке 2.1, можно определить, какова специфика распространения сигнала на крупные дистанции.

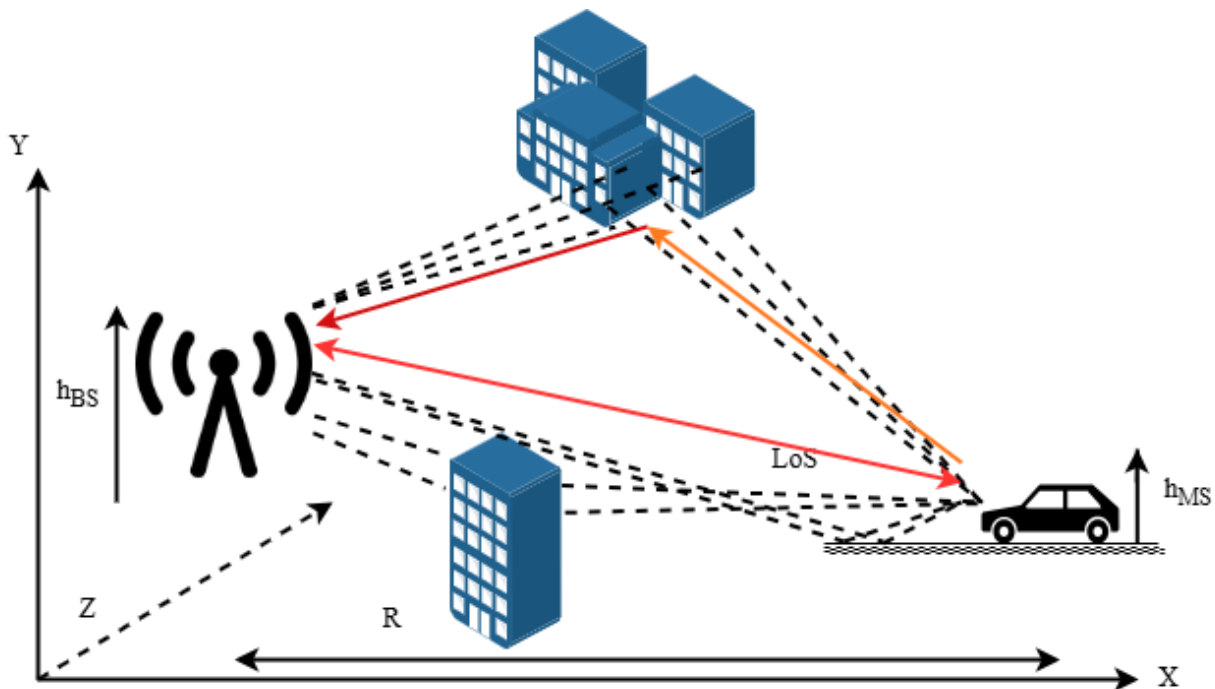


Рисунок 2.1 –Канал распространения (применительно к трёхмерной модели)

То, как относительно друг друга расположены на местности мобильное устройство и базовая станция, оказывает влияние на удаление между ними. В дальнейшем для обозначения удаления мобильного устройства и базовой станции друг от друга будет использовано обозначение R . Составляя рисунок 2.1, было принято во внимание то, как именно воздействует высота на линию связи. Что же касается значений угловых параметров, которые также вычислялись при составлении рисунка 2.1, то для того, чтобы их найти, мы

учитывали высоту и расстояние. Приёмное устройство не имеет стабильного положения относительно передающего устройства: с течением времени оно может меняться. И для того, чтобы охарактеризовать, как именно это происходит, нужно пользоваться вектором скорости. Направление, куда уходит сгенерированный сигнал, а также угол его распространения относятся к категории величин случайного характера. У любого сигнала имеется несколько возможных подпутей распространения, которые не являются тем же самым, что и основной путь его распространения, отклоняясь от такового на определённую величину.

Таким образом, применяя выражение (2.1), можно определить, какой импульсной характеристикой обладает многопутный канал [22, 97]:

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)), \quad (2.1)$$

где $a_n(t)$ – амплитуда сигнала, которая корректируется с течением времени (при этом сигнал поступает на принимающее устройство по n -ному пути), $\tau_n(t)$ – временной сдвиг в распространении сигнала (применительно по отношению к n -ному пути); N – количество путей.

Если говорить о трёхменном WiMAX-канале, который изучается в рамках данной части настоящей работы, то для него импульсная характеристика будет являться следующей:

$$h(t, \tau) = h^{LOS}(t, \tau) + h^{RB}(t, \tau) + h^{RG}(t, \tau), \quad (2.2)$$

где $h^{LOS}(t, \tau)$ – компонент, который даёт информацию о прямом пути прохождения сигнала между базовой и мобильной станциями; $h^{RB}(t, \tau)$ – компонент, который вводится для того, чтобы учесть, как сигналы отражаются

от различных препятствий на своём пути; $h^{RG}(t, \tau)$ – компонент, который вводится для того, чтобы учесть, как направление распространения сигнала меняется в связи с его контактом с поверхностью земли.

Во всех этих компонентах присутствует определённое количество сигналов, которые были отражены от различных объектов, встретившихся на пути их распространения. Чем больше таких объектов на том пути, по которому происходит распространение сигнала, тем более существенным является число данных компонентов. Ещё один усложняющий фактор появляется в том случае, если положение мобильного устройства относительно базовой станции не является стабильным, поскольку в данном случае создаётся также и частотный сдвиг.

Уравнение 1.8 описывает выражение, характеризующее прямой путь распространения сигнала. Компоненты, описывающие отражение от зданий и поверхности земли, представлены в уравнениях 1.9 и 1.10 соответственно, как упоминалось в первой главе диссертации.

На обратном пути от передатчика мобильной станции к приемнику базовой станции адаптивные алгоритмы играют решающую роль в динамическом выборе наиболее эффективного маршрута распространения. Среди возможных обратных путей – таких как прямой (прямая видимость), отраженный от зданий или отраженный от земли – алгоритм должен оценивать каждый на основе характеристик канала в реальном времени, таких как сила сигнала, фаза, задержка и помехи. Благодаря непрерывной адаптации система должна выбирать путь, который обеспечивает минимальное искажение и максимальную надежность. В этой модели адаптивный алгоритм определил путь прямой видимости (LOS) как оптимальный обратный путь из-за его меньших потерь и уменьшенных многопутных помех. В результате для представления обратного сигнала из (2.13) сохраняется только уравнение LOS,

что отражает способность системы упрощать сложность при повышении производительности. Измененное уравнение для обратного сигнала с использованием пути прямой видимости и подавленных пространственным фильтром сигналов других путей имеет вид:

$$P_{LOS}^{обр} = K \left| \sum_{s=1}^S \sum_{u=1}^U e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(d_s \sin\theta_{AOD} + h_s \cos\theta_{AOD})} \times e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(d_u \sin\phi_{AOA} + h_u \cos\phi_{AOA})} \right| G_t G_r L_p \quad (2.6)$$

$P_{LOS}^{обр}$ – Мощность обратного сигнала LOS; K – Коэффициент Райса; G_t, G_r – Коэффициенты усиления антенн передатчика и приемника; L_p – Потери на трассе распространения; d_s, h_s, d_u, h_u – Расстояния между фазовыми центрами антенных элементов (горизонтальное и вертикальное); θ_t, θ_r – Углы излучения и приема сигнала; λ – Длина волны передаваемого сигнала; θ_{AOD}, ϕ_{AOA} – Обновленные углы излучения и приема, соответственно, выбранные адаптивным алгоритмом для оптимального выравнивания LOS; S, U – количество антенных элементов на передатчике и приемнике соответственно.

Для прочих путей, если нет прямого пути, –

$$P_{NLOS}^{обр} = K_n \left| \sum_{s=1}^S \sum_{u=1}^U \alpha_n e^{j(\omega_n t + \phi_n)} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(d_s \sin\theta_{AOD} + h_s \cos\theta_{AOD})} \times e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(d_u \sin\phi_{AOA} + h_u \cos\phi_{AOA})} \right| G_t G_r L_p, \quad (2.7)$$

где K_n – Коэффициент отражения для n -й компонента NLOS; α_n – Амплитуда отраженного сигнала NLOS; ω_n, ϕ_n – сдвиг частоты и фазы n -го компонента многопутности NLOS; L_n – Потеря сигнала для $n^{го}$ пути NLOS.

Следует заметить, что после выполнения алгоритма адаптации приёмника базовой станции так же, как и после адаптации приёмника

мобильной станции в модели канала остается только один путь, что меняет 3D-модель канала связи как для базовой, так и мобильной станций.

Ввиду того, что модель случайным образом определяет позиции локальных элементов, таких как базовые станции, мобильные станции и абоненты, между передатчиком и приемником, вычисление времени распространения сигнала основывается на моделировании траектории сигнала в пространстве с произвольно распределенными точками [69].

Аналогично после адаптации в приемнике базовой станции меняются характеристики направленности АР передатчика этой же станции, и она будет ориентирована только на один путь, по которому пришел сигнал максимальной мощности в приемник мобильной станции.

2.6.1. Модель внутриприёмного шума. Внутриприёмные шумы как в мобильной, так и в базовой станциях имеют нормальную плотность вероятности и существенно влияют на эффективность ММО-системы связи. Источники таких шумов независимы и при увеличении числа каналов в ММО-системе дисперсия эквивалентного шума приёмника возрастает. В то же время мощность сигнала в каналах приёмников снижается поскольку при расчетах общая мощность передатчика делится на число каналов, чтобы обеспечить эквивалентность с системой SISO при сравнении эффективности систем радиосвязи. При этом влияние шумов на ММО-систему имеет двойственный характер:

1. снижается отношение сигнал/шум, что приводит к возрастанию вероятности битовой ошибки и, как следствие, снижению пропускной способности системы связи;

2. поскольку пространственная корреляция шумов (в совпадающий момент времени на выходах каналов приемных устройств) имеет нулевое значение из-за независимости источников шумов в каналах приёмных

устройств системы ММО, то снижается пространственная корреляция сигналов, что ведет к снижению эффективности работы пространственных фильтров при адаптации.

В результате при увеличении числа каналов ММО-системы связи возрастает пропускная способность, но при этом растут эквивалентные шумы в приемных устройствах и снижают пропускную способность. Такая задача имеет оптимизационный характер, математически сложная и выходит за рамки данного диссертационного исследования.

2.7 Выводы

1. В этой главе представлен анализ основных аспектов моделирования систем WiMAX, с упором на сигналы, каналы, шум и различные типы помех, которые влияют на производительность беспроводной связи. Она началась с обзора WiMAX как перспективного решения широкополосного беспроводного доступа, с выделением его базовой архитектуры и развертывания в фиксированных и мобильных сценариях.

2. Обсуждена мобильная платформа WiMAX, подчеркивая использование ею технологий OFDM и ММО для повышения производительности в условиях отсутствия прямой видимости. В главе объяснялось, как структурированы сигналы WiMAX и как применяются защитные меры для минимизации помех.

3. Рассмотрены эффекты распространения в беспроводной связи, отмечено, как условия окружающей среды, препятствия и многолучевое распространение влияют на силу и качество сигнала. В главе были рассмотрены как аналитические, так и основанные на моделировании модели сигнала и шума, подчеркнута их роль в оценке системных требований, таких как отношение сигнал/шум (SNR) для поддержания качества связи.

4. Проанализированы различные режимы распространения, включая земную волну, небесную волну и прямую видимость (LOS), на предмет их влияния на доставку сигнала и надежность системы, особенно в городских условиях, где проблемы более выражены.

5. Глава завершается трехмерным подходом к моделированию беспроводных каналов для систем WiMAX-MIMO. Эта модель учитывает угловое возвышение и азимут для улучшения пространственной корреляции и оценки пропускной способности канала в реалистичных сценариях городских сот. Такие комплексные модели формируют основу эффективного проектирования сетей WiMAX и имеют решающее значение для оптимизации надежности системы и качества обслуживания.

6. В этом исследовании проанализировано поведение распространения обратного сигнала в беспроводных системах связи и предложена модель, включающая адаптивный выбор пути распространения сигнала. Применяя адаптивные алгоритмы, система динамически оценивает и выбирает оптимальный обратный путь по критерию максимуму отношения сигнал/шум на основе условий распространения сигнала в реальном времени, таких как задержка, потери и угловое выравнивание. Сравнение между компонентами прямой видимости (LOS) и непрямой видимости (NLOS) показало, что путь LOS обеспечивает превосходное качество сигнала с уменьшенной многопутной интерференцией и меньшими потерями при распространении сигнала. Следовательно, адаптивный алгоритм последовательно определил путь LOS как наиболее эффективный обратный канал. Однако при затенении базовой станции относительно мобильной выбирается путь с отражением от объектов на основе того же критерия. Следует заметить, что этот критерий может быть использован, если нет воздействия активных помех. Если есть внешние помехи, то необходимо использовать критерий минимума

среднеквадратической ошибки приёма кодов пилот-поднесущих или сигнала синхронизации, которые известны в приемниках как базовой, так и мобильной станций.

7. Аналогично изменяется модель канала после адаптации приёмника базовой станции при распространении сигнала к приёмнику мобильной станции.

3. АЛГОРИТМ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДАННЫХ ДЛЯ ТРЕХМЕРНЫХ БЕСПРОВОДНЫХ КАНАЛОВ С МНОЖЕСТВЕННЫМИ ПЕРЕОТРАЖЕНИЯМИ КАК ДЛЯ МОБИЛЬНОЙ СИСТЕМЫ, ТАК И ДЛЯ БАЗОВОЙ СТАНЦИЙ ММО-СИСТЕМЫ СВЯЗИ

3.1. Особенности алгоритмов передачи данных

Растущий спрос на услуги коммуникационных приложений, включая рост интернет-контента, мультимедиа, мобильной связи и т. д., привел к росту интереса к высокоскоростным коммуникационным технологиям, что еще больше увеличивает потребность в пропускной способности. Параметрами, значения которых воздействуют на то, как происходит процесс транслирования данных, являются, во-первых, объём памяти, во-вторых, пропускная способность канала. Поскольку в существующих условиях значения пропускной способности ещё не доведены до максимума, возникают разнообразные проблемные вопросы, особенно отчётливо проявляющиеся в тех случаях, когда нужно, применяя только беспроводные способы связи, передавать в течение ограниченного времени крупные массивы данных.

Неоспоримым преимуществом, которое характерно для стандарта WiMAX, является то, что с его применением можно увеличивать пропускную способность до уровня, превышающего 1 Гбит в секунду. Кроме того, прибегая к данному стандарту, можно передавать сигналы в NLOS-средах [101, 102]. То есть стандарта WiMAX достаточно для того, чтобы решать задачи, связанные с передачей крупных массивов информации (например, при транслировании видеофайлов с разрешением 4K или выше) [103]. Путь роста пропускной способности может быть в использовании пространственного кодирования, который не требует увеличения используемой полосы частот.

3.2. Схематическое представление передающей и приемной систем связи

Построение модели беспроводной системы связи является ключевым этапом для анализа эффективности алгоритмов обработки сигналов. В рамках данной модели цифровые битовые потоки, выступающие в роли передаваемой информации, проходят через беспроводной канал и восстанавливаются на стороне приемника. Общая архитектура системы, представленная на рисунке 3.1, включает следующие взаимосвязанные модули [40]:

- блоки кодирования и модуляции исходных данных;
- блок пространственно-временного кодирования (STCU);
- OFDM-модулятор;
- квадратурный модулятор несущей;
- беспроводной канал;
- блок адаптивной обработки сигналов (AP);
- модуль синхронизации и демодулятор несущей
- OFDM-демодулятор;
- блок пространственно-временного декодирования (STDU) с оценкой канала;
- блоки демодуляции и декодирования битового потока.

В данном подразделе описываются функции каждой из этих подсистем, формирующих основу программы моделирования. Исходный цифровой поток (голос, видео, управляющие сигналы) сначала подвергается помехоустойчивому кодированию, после чего преобразуется в модуляционные символы. Далее пространственно-временной кодер распределяет данные по пространственным потокам, подготавливая их для последующей OFDM-модуляции и передачи.

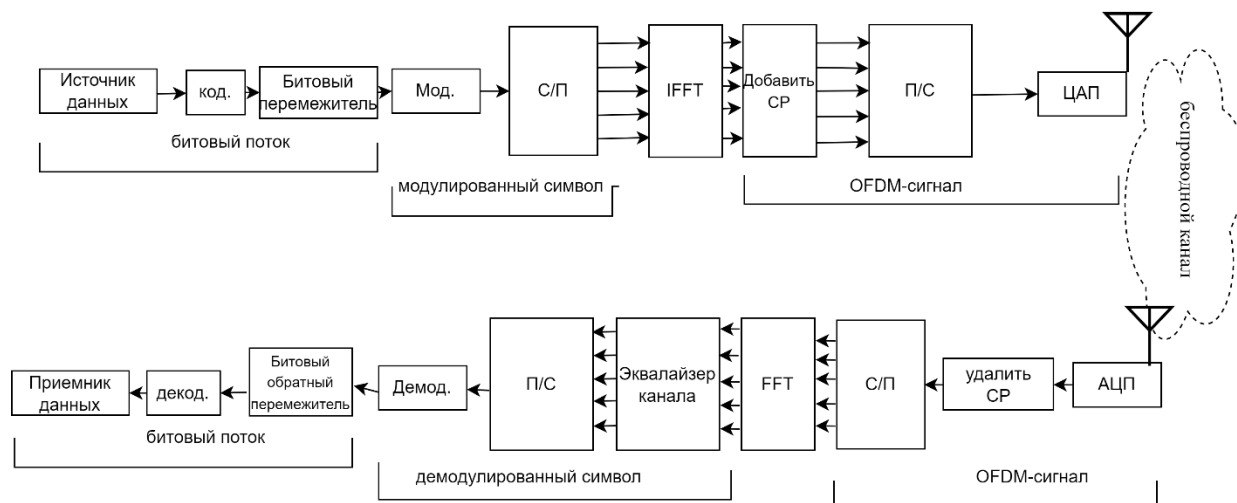


Рисунок 3.1 – Схема функционирования системы, обеспечивающей передачу данных

После этапа пространственной обработки каждый из независимых потоков данных поступает на вход OFDM-модулятора. Здесь формируется комплексная огибающая, которая затем с помощью квадратурного преобразователя переносится на несущую частоту. Полученный модулированный сигнал передается в эфир через антенную решетку (АР).

На стороне приемника антенная решетка улавливает сигнал, искаженный в беспроводном канале, и направляет его в блок адаптивной обработки для дальнейшего восстановления. В нём выполняется пространственная фильтрация путем применения весовых коэффициентов к выходным сигналам антенных элементов. Затем спектр смещается вниз к промежуточной частоте квадратурным демодулятором.

Для оценки параметров канала в OFDM-системах используются специальные пилотные поднесущие, встроенные в структуру символов. Полученная оценка матрицы канала позволяет обеспечить точное восстановление сигнала в пространственно-временном декодере. После обработки в декодере формируется последовательный поток символов,

который проходит этапы демодуляции и декодирования для окончательного восстановления передаваемых данных.

В конфигурации MIMO применяется аналогичный подход, однако в этом случае система использует единый канал передачи, а этапы пространственно-временного кодирования и декодирования исключаются из процесса обработки сигнала. Роль квадратурных преобразователей и блоков модуляции/демодуляции OFDM показана на рисунке 3.1. Сам блок модуляции изображён на рисунке 3.2. На его вход поступают комплексные отсчёты с цифрового модулятора, сформированные с использованием выбранной схемы модуляции (16-QAM, QPSK, BPSK и т.д.). Количество блоков модуляции соответствует количеству пространственных потоков в системе. Количество поднесущих данных в каждом символе OFDM определяет количество символов, назначенных каждому блоку, создавая набор параллельных комплексных отсчётов по поднесущим. Затем, согласно плану обучения, вставляются пилотные и защитные поднесущие. Наконец, применяется обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ), в результате чего на выходе модулятора OFDM формируется комплексная огибающая во временной области [40].

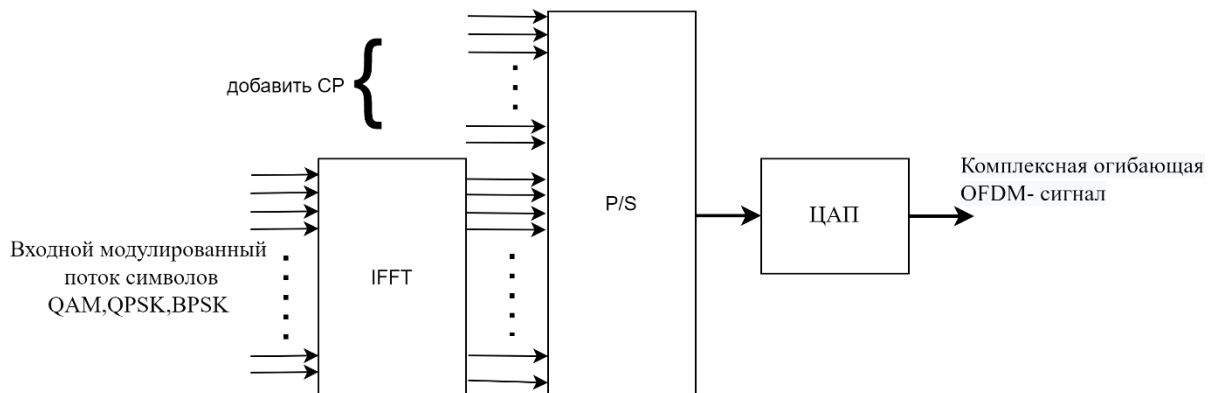


Рисунок 3.2 – Блок, обеспечивающий создание OFDM-сигнала

Процесс преобразования сигнала с повышением частоты до несущей осуществляется с помощью квадратурного модулятора (рисунке 3.3). На этом этапе комплексный сигнал основной полосы частот разделяется на синфазную и квадратурную составляющие, которые затем интерполируются. Каждая составляющая проходит через цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) для получения соответствующих аналоговых сигналов. Эти сигналы смешиваются с опорными сигналами, генерируемыми квадратурным генератором, что обеспечивает правильную модуляцию несущей. Результирующий сигнал затем усиливается усилителем мощности передатчика и излучается в окружающую среду через антенну.

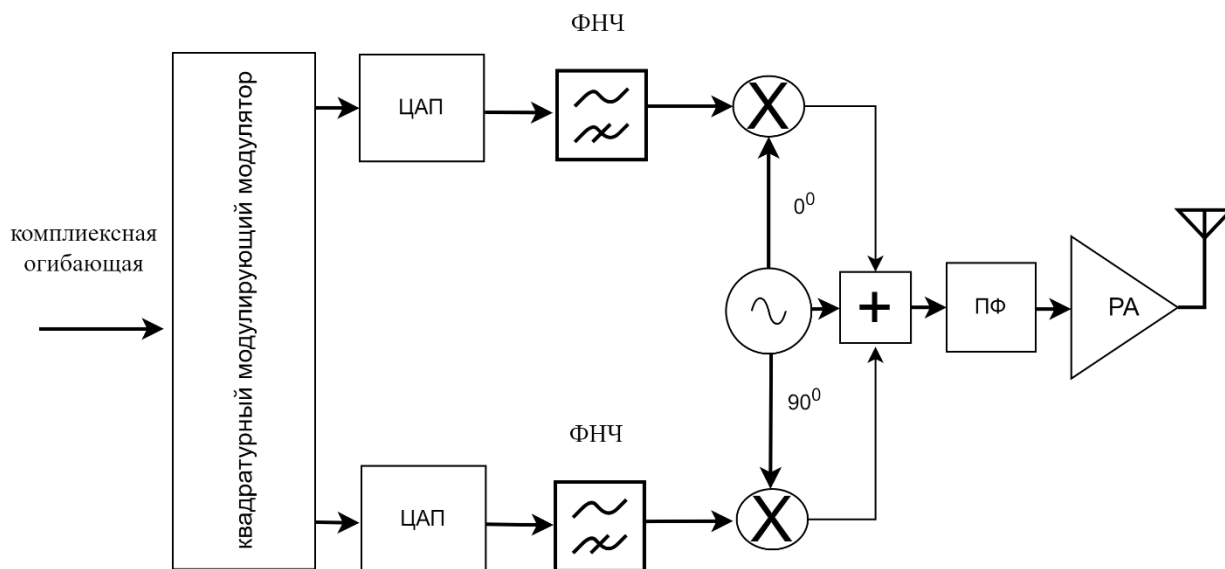


Рисунок 3.3 – Устройство квадратурного модулятора

После того, как сигнал, будучи передаваемым беспроводным способом, поступает в принимающее устройство, первое, с чем он контактирует – это принимающая антенна. Она ответственна за перенаправление данного сигнала на демодулятор, структурная схема которого продемонстрирована на рисунке 3.3.

Принятый сигнал умножается на опорный сигнал и оцифровывается с помощью АЦП. Полученные цифровые отсчёты затем обрабатываются путём децимации и цифровой фильтрации, что позволяет получить комплексную огибающую принятого OFDM-сигнала. В блоке демодуляции OFDM-84, показанном на рисунке 3.5, сигнал сначала преобразуется из последовательного формата в параллельный, после чего циклический префикс удаляется и выполняется временная и частотная синхронизация.

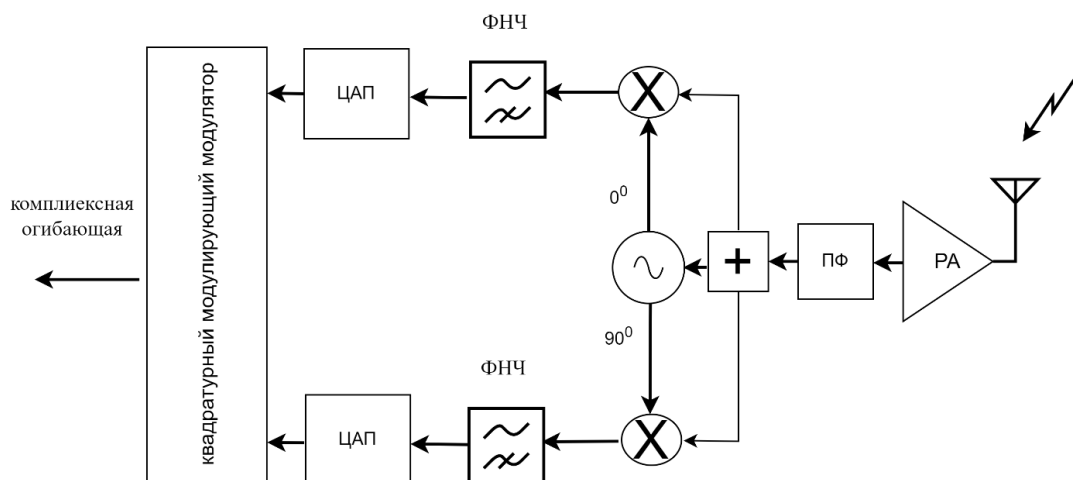


Рисунок 3.4 - Структурная схема блока переноса спектра сигнала промежуточной частоты

После устранения циклического префикса (ЦП) выполняется быстрое преобразование Фурье (БПФ) для перевода сигнала в частотную область. Затем производится разделение поднесущих: информационные компоненты отделяются от пилот-сигналов, которые служат для анализа характеристик канала. Полученные данные преобразуются в последовательную форму и направляются на цифровой демодулятор и каналный декодер для дальнейшей обработки.

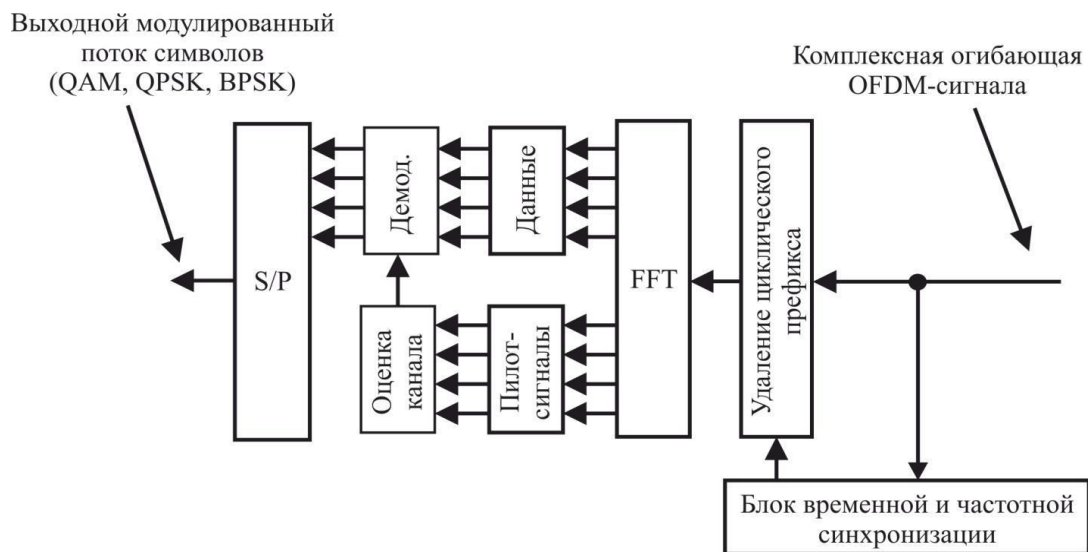


Рисунок 3.5 – Структурная схема демодулятора OFDM-сигнала

3.3. Алгоритм моделирования беспроводной системы связи

Предлагаемая архитектура моделирования включает следующие компоненты. Первоначально формируется блок конфигурации, куда заносятся основные параметры сигнала, включая характеристики модуляции битового потока. Затем сигнал MIMO проходит через стадии его кодирования и декодирования. После этого осуществляется работа с узлами, которые ответственны за обработку несущей волны. Следующая стадия предполагает производство работ, которые связаны с объектами, интегрированными в систему, отвечающую за приём и за передачу сигнала.

На рисунке 3.6 отражено, как выглядит проектируемая программа. Отметим, что при её создании сделан выбор в пользу модульной структуры, которая обладает рядом преимуществ. Так, благодаря ей создаётся возможность прибегнуть к объектно-ориентированному подходу.

Когда начинается моделирование, цифровой поток транслируется с помощью созданной системы. При этом используется приёмное устройство,

обладающее определёнными характеристиками, зависящими от того, как именно соотносятся между собой шум и сигнал. Перед непосредственным стартом моделирования устанавливаются его параметры, в частности, это такие, как число экспериментов (принять решение по вопросу о том, в каком количестве будут осуществлены эксперименты, принципиально важно, поскольку это необходимо для того, чтобы создалась возможность усреднения приобретённых данных с целью достижения приемлемой погрешности оценки параметров в процессе функционирования системы радиосвязи).

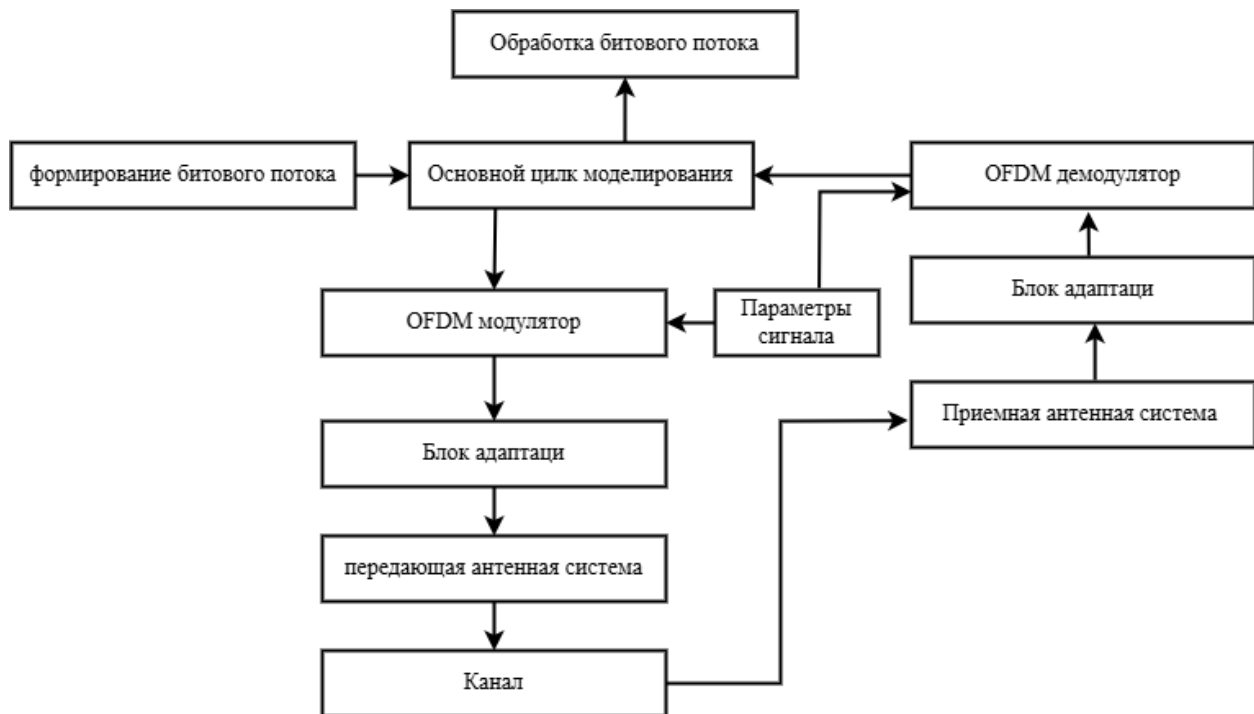


Рисунок 3.6 – Структура программы для создания беспроводной системы СВЯЗИ

Во всех отдельно взятых машинных экспериментах моделирование ведётся полностью, при этом моделированию предшествует определение текущих характеристик модели.

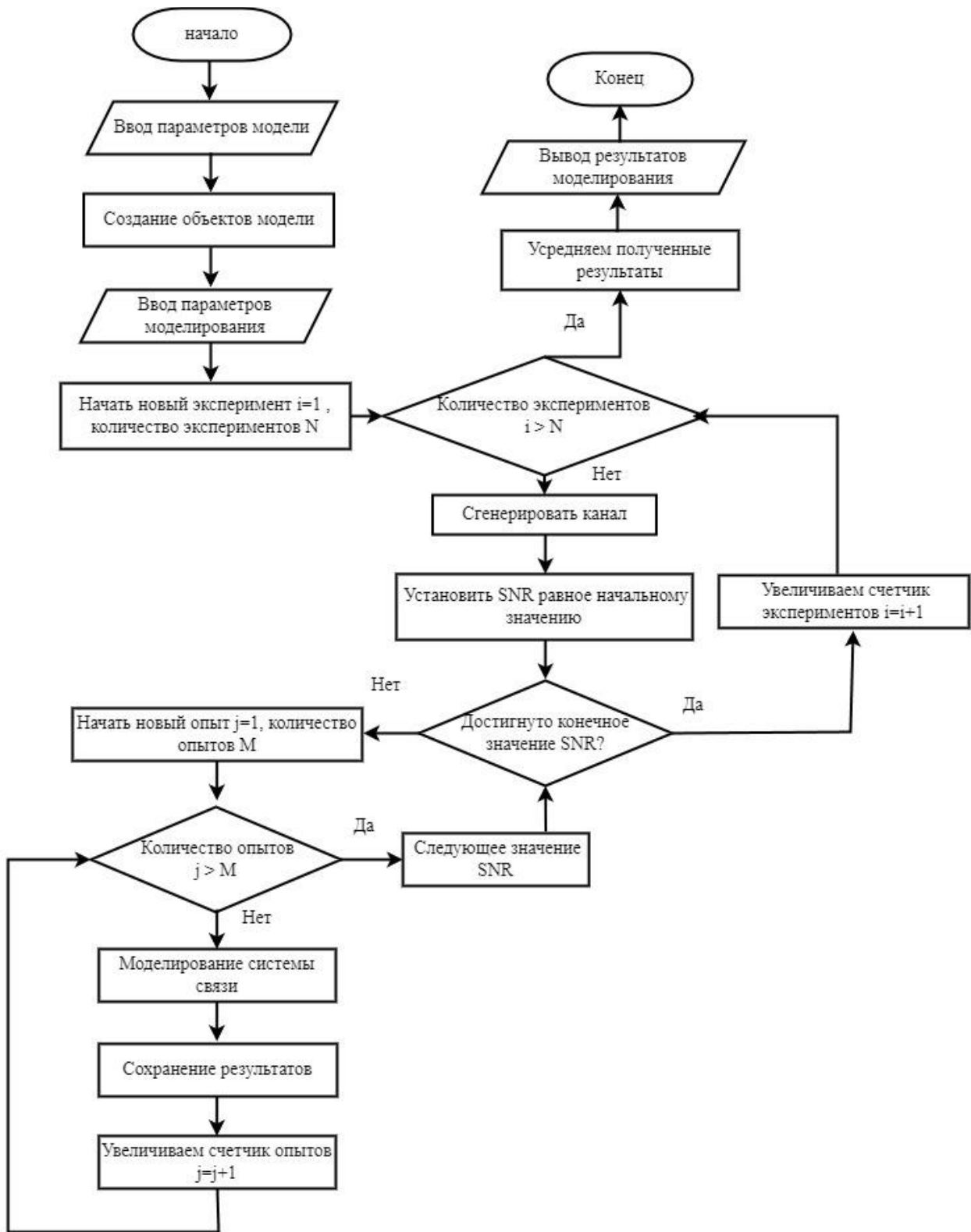


Рисунок 3.7 – Блок-схема, описывающая порядок моделирования беспроводной системы связи

Для всех выявленных соотношений между шумом и сигналом производится моделирование, а полученные данные усредняются в пределах стационарности параметров канала радиосвязи.

Полученные сведения фиксируются и хранятся, после чего стартует новый эксперимент, производимый по точно такому же алгоритму. Как только эксперименты закончены, вычисляется средняя величина по всем их результатам (рисунок 3.7).

В каждом конкретном случае моделирование может быть осуществлено по-разному. К примеру, оно может зависеть от тех условий, в которых ведётся эксперимент.

Представляет интерес более подробное изучение того, как моделируется система связи. Такое моделирование ведётся в соответствии с последовательностью действий, которая продемонстрирована на рисунке 3.8.

Данные могут быть получены путём использования самых разнообразных источников. К примеру, источником данных может быть зафиксированный на соответствующем носителе человеческий голос. Чтобы подвергнуть его кодированию, его требуется трансформировать, создав, таким образом, битовый поток. Этот поток подлежит модуляции, которая обеспечивается путём использования модуляции поднесущих OFDM-сигнала. В этом случае генерируется несколько пространственных потоков. Модулятор осуществляет манипуляции с комплексной огибающей, после чего становится возможным перенос спектра, а значит, его частота становится изменённой. В приёмном устройстве растёт уровень шумовой нагрузки, которая увеличивается из-за того, что по каналу связи проходит сигнал. В приёмном устройстве данные фильтруются, для чего используется процессор. Декодер, а также его блок, получая сведения с поднесущих, производят их обработку.

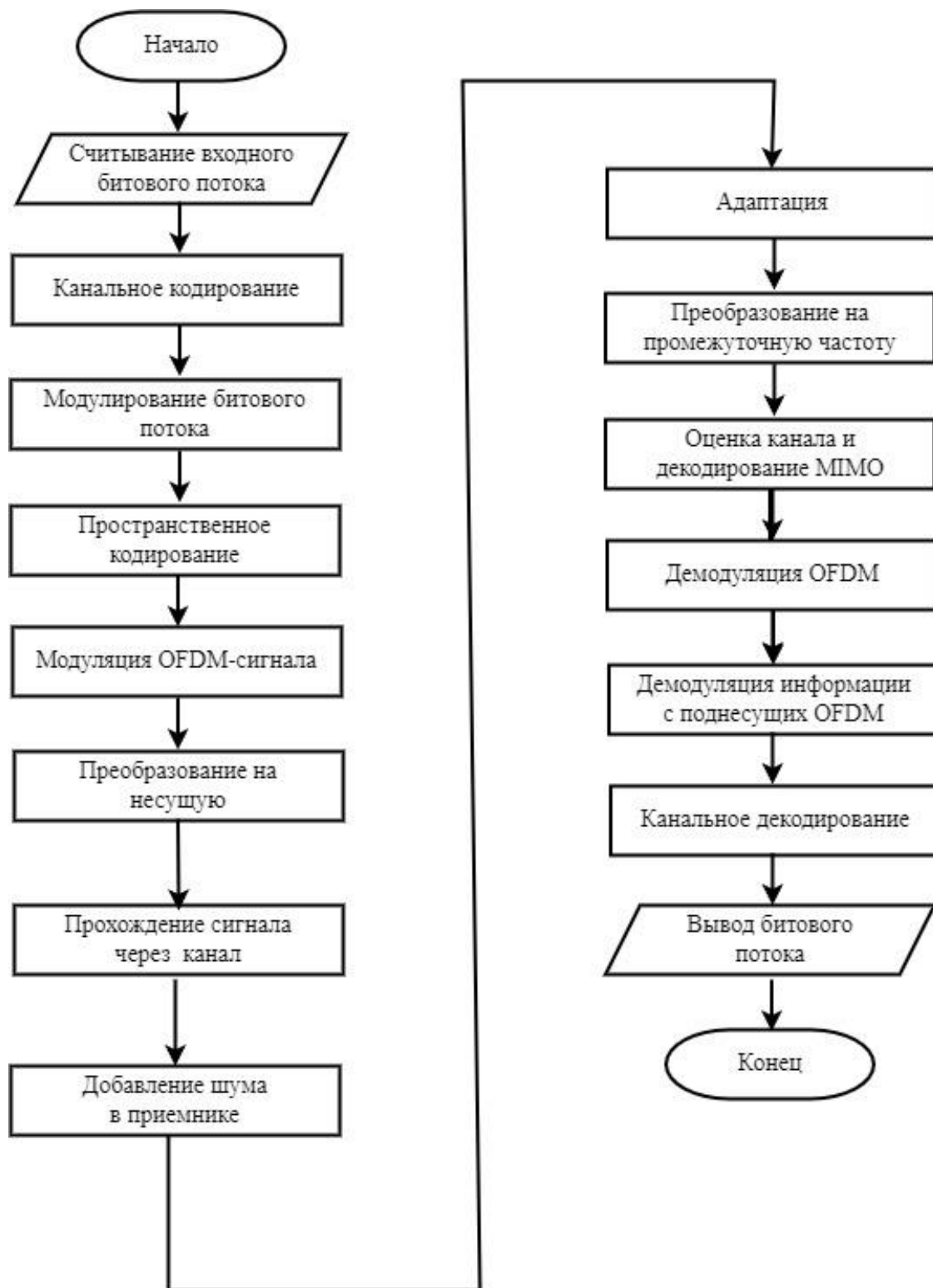


Рисунок 3.8 – Последовательность действий, реализуемых при моделировании системы связи

Таким образом, создаётся битовый поток, который подвергнут всем необходимым преобразованиям. Если создаётся необходимость в том, чтобы упростить процесс моделирования, то допускается исключение из него такого этапа, как трансформация сигнала.

Связано это с тем, что все необходимые данные, характеризующие сигнал, могут быть получены в том числе и из комплексной огибающей.

В каждом конкретном случае моделирование может быть осуществлено по-разному. К примеру, оно может зависеть от тех условий, в которых ведётся эксперимент.

В случае появления соответствующей необходимости при моделировании может быть предусмотрено применение дополнительных блоков. Варианты их практического применения различны, к примеру, их назначение может заключаться в том, чтобы трансформировать входные данные. В той информации, которая поступает на вход, содержатся данные, описывающие, например, яркость всех цветов изображения, а также в этой информации присутствуют критерии, необходимые для определения качества изображения на выходе системы моделирования [20, 104].

3.4. Адаптивный алгоритм обработки пространственно-временных сигналов

Характерная особенность, которая присуща, например, всем SISO-системам, заключается в том, что число AP в них ограничивается одной. Что же касается MIMO-систем, то в них AP распределяется на несколько составляющих [105, 106]. Для системы SISO геометрические характеристики, присущие антенне, а также то, какими параметрами обладает характеристика направленности, зависят от того, сколько именно составляющих содержится в блоке. Если речь ведётся о системах MIMO 5G, а также о более крупных

системах, то в данном случае АР занимает много пространства, кроме того, характерной особенностью данного АР является также и необходимость вложения существенных затрат в производство. Весовой вектор (\mathbf{V}) создается, благодаря работе процессора. Такой весовой вектор требуется для того, чтобы снизить уровень шума, одновременно увеличив уровень сигнала. Если помехи отсутствуют, то ХН формируется в том направлении, которое соответствует сигналу с самой большой мощностью по сравнению с сигналами других путей. Если внешние активные помехи присутствуют, а это определяется максимальной усреднённой погрешности приёма пилот-поднесущих или сигнала синхронизации, то надо выбирать другое собственное число пространственной корреляционной матрицы, а значит, необходимо менять собственный весовой вектор, пока не будет выбрано собственное число, соответствующее минимуму среднеквадратической погрешности амплитуд системы пилот поднесущих.

Сигнал, который поступает на входную часть принимающего устройства, формируется посредством смешения нескольких сигналов, пришедшим по разным путям.

Чтобы определить какой весовой вектор, использование которого будет являться наиболее приемлемым, то необходимо произвести вычисление собственных значений [11, 54, 107, 108].

На рисунке 3.9 показано, как выглядит структура адаптивной части ММО-приемника.

В адаптивной части ММО-блока присутствует только одна часть, кроме того, он характеризуется отсутствием того компонента, который отвечал бы за декодирование в пространстве и во времени. Число составляющих, которые сконцентрированы в приёмной точке доступа, равняется N . Данные составляющие, в свою очередь, формируют определённое количество блоков.

Из-за того, что активируется процедура ХН-генерации, иные маршруты приобретают нули.

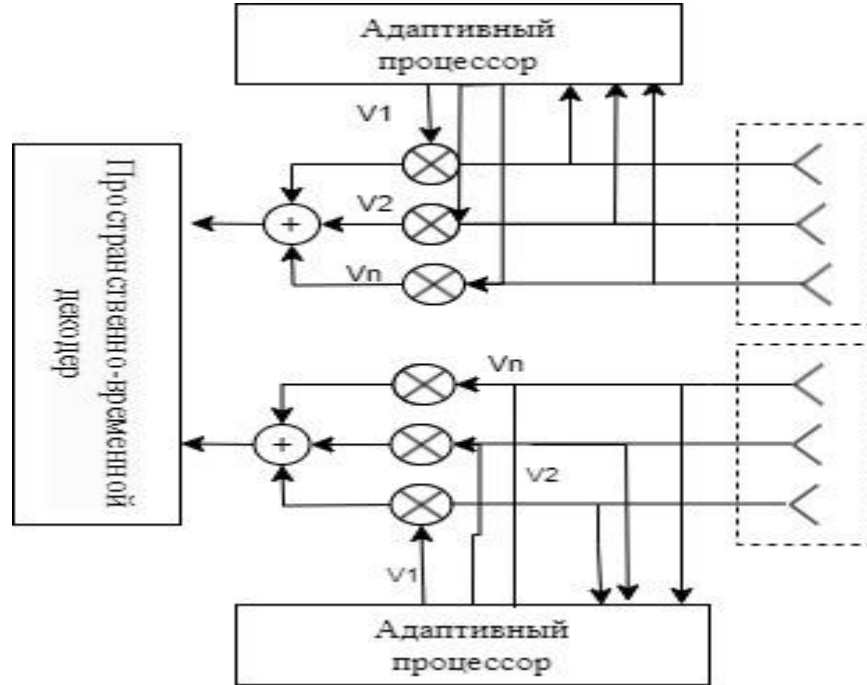


Рисунок 3.9 – Структурная схема адаптивной части ММО-блока

Когда сигнал распространяется с задержкой, которая больше, чем интервал корреляции исходного сигнала, то в данном случае в отношении различных передач сигналов делается вывод об отсутствии корреляции между ними [88]. Когда путей меньше, чем элементов, то в данном случае в диагональных составляющих станут присутствовать мощности путей сигнала. Чтобы решить поставленную задачу, необходимо найти характеристики вектора \mathbf{V} [109]:

$$q = \frac{P_s}{P_n} = 0,5 \frac{|\mathbf{V}^H \mathbf{S}|^2}{|\mathbf{V}^H \mathbf{N}|^2} = \frac{\mathbf{V}^H \mathbf{R}_{ss} \mathbf{V}}{\mathbf{V}^H \mathbf{R}_{nn} \mathbf{V}}, \quad (3.1)$$

где \mathbf{R}_{ss} – матрица пространственной корреляции сигнала; \mathbf{R}_{nn} – матрица пространственной корреляции шума.

Для того, чтобы сделать значение соотношения (3.3) максимально возможным, необходимо прибегнуть к собственному вектору эрмитовой матрицы [110]. Эта матрица вычисляется в соответствии с выражением, которое представлено далее:

$$\mathbf{R}_{xx}(i, j) = E\{\mathbf{X}(i) \cdot \mathbf{X}^H(j)\} = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} X(i) \cdot X^H(j), \quad (3.2)$$

где \mathbf{X} – вектор входного сигнала; L – количество отсчетов входного сигнала; $()^H$ – операция транспонирования с комплексным сопряжением.

Корреляционная матрица подвергается также и диагонализации, которая описывается следующим способом:

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H, \quad (3.3)$$

где \mathbf{V} – унитарная матрица собственных векторов; $\mathbf{\Lambda}$ – диагональная матрица собственных значений λ_n , соответствующих мощности сигналов путей (на сопротивлении 1 Ом).

$$\mathbf{V} = [\mathbf{V}_1 \quad \mathbf{V}_2 \cdots \mathbf{V}_n], \mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \lambda_n \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

Если принимать во внимание факт того, что строки матрицы \mathbf{V} , а также столбцы, присутствующие в этой матрице, имеют взаимную ортогональность, то можно вычислить её определитель, равняющийся:

$$\mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I},$$

где \mathbf{I} – единичная матрица. Таким образом,

$$\mathbf{V}^{-1} = \mathbf{V}^H.$$

Основываясь на вышеизложенном, можно прийти к следующему выводу: те собственные значения, которые присущи рассмотренной выше матрице – это то же самое, что и её действительные значения, соответствующие разным путям прихода сигнала. С физической точки зрения эти значения могут быть интерпретированы в качестве мощностей сигналов разных путей, которые приходят в раскрыт блока АР, обеспечивающего адаптацию ММО-системы. То есть число путей не должно быть больше, чем число собственных значений в полученной пространственной корреляционной матрице, а значит и число элементов АР блока адаптации. Собственный вектор матрицы \mathbf{R}_{xx} даёт возможность выбрать путь с максимальной мощностью сигнала, одновременно сводя к минимуму эквивалентное значение мощностей сигналов других путей.

Следует отметить, что в общее число путей входят и число путей от источника активной помехи, что приводит к возрастанию собственных чисел, а значит и числа элементов АР блока адаптации, в противном случае расчеты приведут к вырожденной пространственной корреляционной матрицы.

Как только оптимальный собственный вектор найден, сигналы на выходах суммируются после перемножения с коэффициентами этого собственного вектора. Соответственно, тот сигнал, который поступает к обрабатывающего его блока, выглядит следующим образом:

$$\mathbf{Y}_v = \mathbf{Y}^H \mathbf{V}_{opt}; \quad (3.5)$$

$$\mathbf{Y}_v = \mathbf{H}_v \mathbf{X} + \mathbf{N}, \quad (3.6)$$

где \mathbf{H}_v – модифицированная матрица канала -

$$\mathbf{H}_v = \mathbf{H} \mathbf{V}_{opt}. \quad (3.7)$$

На рисунке 3.10 показано, как выглядит блок-схема моделирования обработки сигналов на выходе адаптационного блока АР.

3.5. Помехоустойчивое кодирование в системе связи ММО

Анализ функционирования имеющихся каналов связи свидетельствует о том, что некоторые из них способны транслировать данные с возникновением ряда ошибок. Причин, которые способствуют появлению выявляемых ошибок, может быть обнаружено большое количество.

Одной из самых распространённых ошибок выступает битовая ошибка. Кроме того, можно говорить также и о наличии такой ошибки, как падение скорости передачи сигнала ниже минимально допустимой, что приводит к срыву синхронизации.

В этой части работы сконцентрировано внимание на анализе дополнительных методов и способов, применение которых предусмотрено в рамках адаптивного алгоритма ММО. Благодаря обращению к ним можно сделать беспроводную систему как можно более устойчивой к негативному влиянию, обуславливаемому помехами разного рода.

Кодирование, о котором пойдёт речь в данной части работы, трансформирует последовательность битов для увеличения уровня его

устойчивости по отношению к шумовой нагрузке, а также по отношению к иным негативным явлениям, например, по отношению к затуханию сигнала.



Рисунок 3.10 – Блок-схема алгоритма адаптации

Благодаря кодированию канала можно добиться сразу нескольких положительных эффектов, например, того, что он будет более производительным, а также того, чтобы битовая ошибка проявлялась с минимально возможной вероятностью поскольку пропускная способность возрастает при снижении вероятности битовой ошибки.

Кроме того, снижение битовых ошибок приема кодов пилот-поднесущих OFDM позволит уменьшить погрешность оценки матрицы канала в системе MIMO.

Чтобы рассчитать, с какой скоростью будут транслироваться данные, передаваемые через канальное кодирование, нужно воспользоваться следующим выражением:

$$R_c = \frac{k}{n}, \quad (3.8)$$

где k – протяжённость данных до кодирования; n – протяжённость данных после кодирования.

Таким образом, когда R_c приближается к единице, использование арендуемой полосы пропускания будет характеризоваться максимально возможной эффективностью.

В работе произведен анализ разнообразных подходов, которые могут быть применены к кодированию. Каждый из тех методов, о применении которого пойдёт речь далее, позволяет исправлять выявляемые ошибки.

Коды Хэмминга относятся к числу линейных кодов [111]. Такие коды обладают следующей отличительной особенностью: те однобитовые ошибки, которые выявляются при их использовании, устраняются. Однако если вести речь о многобитовых ошибках, то код Хэмминга не даёт возможности устранить или снизить число этих ошибок.

Структура кода Хэмминга представлена далее:

$$(m, k) = (2^m - 1, 2^m - 1 - m), \quad (3.9)$$

где $m = 2, 3, \dots$

Таким образом, если поставлена задача избавиться от всех ошибок, которые могут присутствовать при передаче информации, то делать выбор в пользу кодов Хэмминга не представляется целесообразным, поскольку они не представят возможности эффективного решения сформулированной задачи. В этом случае лучше обратить внимание на какие-либо циклические коды. Характерным примером данного кода можно считать код Рида-Соломона [112]. Поскольку его минимальное кодовое расстояние самое большое, то им можно эффективно пользоваться для того, чтобы избавляться от ошибок, имеющих пакетный характер. Данные коды имеют структуру, которая описывается следующим выражением:

$$(n, k) = (2^m - 1, 2^m - 1 - 2t), \quad (3.10)$$

где m – количество ошибочных битов в символе, которые код может исправить; $n - k = 2t$ – количество управляющих символов.

Формулу (3.13) необходимо скорректировать с учетом избыточности, поскольку скорость передачи ценного информационного потока падает из-за избыточного кода, добавляемого во время кодирования

$$BR = N \frac{\log_2 M}{T_{sys} R_c} \cdot N_{TX} \text{ бит/с.} \quad (3.11)$$

Модель беспроводной системы связи, которая будет разработана в следующем разделе, использует рассмотренные методы кодирования каналов.

3.6. Выводы

1. В этой главе представлен всесторонний анализ алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов, адаптированных для трехмерных беспроводных каналов связи с множественными отражениями. Начиная с архитектурной компоновки системы MIMO-OFDM, подробно описаны структура и функциональная работа каждой подсистемы, включая процессы кодирования, модуляции, моделирования каналов и демодуляции. Особое внимание уделено потоку сигнала через систему и способу, которым цифровые битовые потоки преобразуются и передаются через сложные среды распространения электромагнитных колебаний в системах радиосвязи.

2. Основным вкладом главы стала разработка модульного алгоритма моделирования, отражающего поведение беспроводной системы в реальном мире. Структура моделирования включает в себя ключевые параметры, такие как отношение сигнал/шум (SNR), конфигурации антенн и характеристики канала. Подход к моделированию масштабируемый, объектно-ориентированный и позволяет проводить статистический анализ производительности в нескольких сценариях передачи.

3. Кроме того, в рамках главы был разработан адаптивный модуль обработки сигналов, предназначенный для максимизации качества приема. Это достигается за счет вычисления оптимальных весовых коэффициентов для формирования диаграммы направленности и подавления помех. Адаптация модуля основана на методе разложения собственных значений пространственной корреляционной матрицы, что позволяет эффективно

усиливать полезный сигнал даже в условиях интенсивных многолучевых искажений.

4. Наконец, включение кодов коррекции ошибок, в частности кодов Хэмминга и Рида-Соломона, демонстрирует, как канальное кодирование повышает надежность системы. Эти методы повышают целостность данных за счет снижения вероятности ошибок и повышения пропускной способности системы радиосвязи. Кроме того, снижается погрешность оценки матрицы канала за счет уменьшения вероятности битовой ошибки приёма кодов пилот-поднесущих.

5. Подводя итог, можно отметить, что Глава 3 устанавливает как теоретические, так и практические основы, необходимые для моделирования и улучшения беспроводных систем связи. Разработанные здесь методы и структуры служат критически важными строительными блоками для моделирования и оценки производительности адаптивных беспроводных сетей высокой пропускной способности в следующей главе.

4. ИМИТАЦИОННЫЙ АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗРАБОТАННОГО АЛГОРИТМА

4.1. Моделирование импульсных характеристик беспроводного канала

Выбор модели канала необходим для моделирования беспроводной системы связи. Разработку программы для предлагаемой модифицированной трехмерной модели канала WiMAX имеет смысл, поскольку модель канала уже существуют. Также для моделирования алгоритмов адаптации для беспроводных систем связи WiMAX, где вопрос повышения спектральной эффективности и снижения вероятности битовой ошибки особенно важен в современном состоянии развития технологии WiMAX.

Таблица 4.1 содержит исходные данные моделирования. Для исключения межсимвольной интерференции следует отметить, что задержка между прямым путем и путем с максимальной задержкой мала. Это позволяет наложить ограничения на минимально необходимую длительность циклического префикса для сигнала OFDM.

Более того, это позволит использовать более широкую полосу пропускания в 10 МГц для достижения более высоких скоростей передачи данных.

Беспроводная связь считается организованной в условиях прямой видимости только в том случае, если приёмное устройство, а также принимающее устройство способны напрямую контактировать друг с другом, не сталкиваясь с влиянием никаких воздействий в данном процессе. Достижение прямой видимости является реальным лишь в очень ограниченном количестве ситуаций; как правило, на практике связь организуется и осуществляется в условиях ограниченной видимости [22].

Двухмерный канал 3GPP является особой геометрической моделью, анализируя которую, можно определять характеристики среды рассеяния сигнала. Эта модель описывает, в частности, то, какой амплитудой обладает сигнал каждого пути; каково время его прохождения; каков угол, под которым происходит его отражение; какова его задержка. Чтобы определить, какой производительностью обладают MIMO-системы, в диссертации применена трёхмерная модель, базирующаяся на двухмерных плоских антенных решетках. Адаптивная обработка сигнала не отменяет возможность его пространственной обработки.

Трёхмерной моделью можно пользоваться в том случае, когда несущие частоты находятся в диапазоне от двух до трёх ГГц, при этом полоса пропускания не больше, чем 10 МГц. Расположение антенны базовой станции предполагается на уровне двадцати метров, при этом предполагается, что мобильное устройство будет удалено от данной базовой станции на расстояние в два километра.

Компьютерное моделирование использовалось так же для того, чтобы определить, насколько производителен способ оценивания матрицы канала (применительно к SIMO-OFDM и MIMO-OFDM). Перед началом компьютерного моделирования было принято, что местоположение базовой станции не меняется с течением времени, при этом мобильное устройство постоянно перемещается, имея стабильную скорость движения $V_{MC} = 25$ км/ч.

Параметры моделирования представлены в таблице 4.1.

Расчёты вероятности битовой ошибки во всех экспериментах производились усреднением для объёмов выборки не менее 1000.

4.2. Моделирование систем беспроводных соединений

Во всех программах моделирования используется 3D-модель канала, то есть в ней задаются и определяются угловых координаты по азимуту и по углу места. Для корректности моделирования необходимо использовать параметры и характеристики направленности антенн как функции этих угловых координат. Следовательно, для точности машинного эксперимента необходимо применять в моделях не линейные AP, а плоские, распределенные в двух координатах X и Y. Однако, в таких предпосылках для моделирования необходимо оборудование очень большого быстродействия, которого в условиях ИТРСУ не существует. Но в задачи диссертации для выполнения сформулированной цели входит определение сравнительной эффективности по вероятности битовой ошибки и пропускной способности разработанных алгоритмов. Для выполнения этих задач, на наш взгляд, можно обойтись линейной эквидистантной антенной решеткой и моделирование алгоритма провести только для азимутальной угловой координаты.

Таблица 4.1. Параметры моделирования канала WiMAX

Параметр	Значение	Параметр	Значение
f , кГц	100	f_n , кГц	2500
h_{BS} , м	20	v_{BS} , км/час	0
h_{MS} , м	1,5	v_{MS} , км/ч	25
R , м	2 000	LoS	есть
N	6	σ_{AoD} , градусы	5
M	20	σ_{AoA} , градусы	35
N_{TX}	4	N_{RX}	4

При моделировании были приняты во внимание все характерные особенности, которые присущи MIMO-OFDM-системе.

Благодаря моделированию создаётся возможность понять, какой именно отклик разнообразные компоненты системы дают при тех или иных параметрах, при тех или иных настройках.

Одним из основных параметров, который характеризует систему цифровой радиосвязи, является вероятность возникновения битовой ошибки на выходе приёмного устройства. Для того, чтобы произвести расчёт вероятности битовой ошибки, нужно вычислить соотношение между тем сколько бит было принято некорректно и тем сколько бит всего было принято:

$$BER = \frac{N_{error}}{N_{total}}, \quad (4.1)$$

где N_{error} – количество ошибочно принятых бит, N_{total} – общее количество принятых бит.

К экспериментальным исследованиям, которые планируются для того, чтобы определить уровень эффективности разнообразных алгоритмов, необходимо относить следующие. Во-первых, это расчёт вероятностных характеристик, которые присущи BER-системам. Во-вторых, это расчёт BER применительно к MIMO-OFDM. В-третьих, это определение той пропускной способности, которая имеется у системы MIMO-OFDM. В-четвёртых, это определение того, как значение BER будет меняться при изменениях параметров системы связи, взаимного расположения мобильной и базовой

станций, вида и параметров модуляции сигналов и соотношения между шумом и сигналом (SNR).

Перед тем, как приступить к процессу моделирования, допущено предположение о том, что канал не меняет своих параметров и местоположения станций на протяжении всего времени, пока делается кадр символа OFDM. Применительно к OFDM-сигналам были использованы данные, которые взяты из таблицы 4.2, при этом было учтено, что число поднесущих равняется одной тысяче двадцати четырём, тогда как полоса пропускания составляет 2,5 ГГц. Выбранный циклический префикс равняется двадцати пяти процентам от протяжённости сигнала. Выбор именно такого циклического префикса обусловлен тем, чтобы снизить уровень помех межсимвольного типа. Пилотным интервалом, использованным при эксперименте, стал такой, что имеет запас 3. Соответственно, число пилотных поднесущих равняется девятистам семнадцати. Протяжённость функции окна равняется циклическому префиксу.

Таблица 4.2. Параметры сигнала OFDM

Параметр	Значение
Общее количество поднесущих	1024
Продолжительность защитного интервала	$1/4$
Несущая частота	2,5 ГГц
Полоса пропускания сигнала	20 МГц
Количество информационных поднесущих	150
Количество управляющих сигналов	150
Центральная поднесущая	Нет

Далее выполняется определение какой вероятностью характеризуется сценарий того, что битовая ошибка будет влиять на местоположение схем цифровой модуляции. Чтобы решить данную задачу, надо использовать данные, которые отражены в таблицах 4.1 и 4.2. В SIMO для транслирования данных применяется одна антенна, тогда как число антенн, служащих для приёма поступающей информации, больше. Будет создан график, который определит, как изменяется вероятность появления битовой ошибки (в случае с системой SIMO-OFDM).

4.3. Моделирование адаптивного алгоритма в составе беспроводной системы связи

В этом подразделе рассматривается применение ранее разработанного адаптивного алгоритма в системе WiMAX, использующей антенные решетки для приёма и передачи сигналов. Адаптивный процессорный блок будет располагаться как в приемнике (MS), так и в передатчике (BS).

Начальные параметры моделирования включают параметры канала (таблица 4.1), параметры сигнала OFDM (таблица 4.2) и параметры антенной системы базовой и мобильной станции для системы SIMO (таблица 4.3). Адаптационный блок состоит из 8 элементов, поскольку количество элементов точек доступа должно превышать количество путей. Расстояние между фазовыми центрами элементов приёмной AP выбирается таким образом, чтобы оно было минимально необходимым для поддержания высокой пространственной корреляции сигналов, необходимой для адаптации (пространственной фильтрации).

Таблица 4.3: Параметры антенных решеток приемника и передатчика для систем SIMO-OFDM

Параметр	Значение
Количество элементов AP передатчика	1
Количество элементов AP-приемника	8
Число элементов AP в блоке приемника	8
Расстояние между фазовыми центрами приемной AP	$\lambda/2$

Максимум в эквивалентной ХН адаптивного блока приемной AP укажет на оптимальный путь (по критерию максимальной мощности сигнала), выбранный процессом адаптации, в то время как нули (или минимальные значения ХН) указывают на другие возможные пути. Сначала необходимо определить как весовая обработка в блоке адаптации повлияет на эквивалентную ХН.

Анализ скорректированной характеристики направленности подтвердил эффективность проведенной адаптации: главный лепесток характеристики был ориентирован на тракт с максимальной мощностью сигнала. При заданных параметрах моделирования данным трактом являлась прямая линия прямой видимости (LoS), характеризующаяся минимальными показателями затухания и задержки распространения между передатчиком и приёмником.

Согласно исходным данным моделирования истинное значение угла подхода на прямой траектории составляет минус $26,5^\circ$ относительно перпендикуляра к раскрыву AP. В случае наличия соответствующей возможности в тех направлениях, которые соответствовали прочим траекториям, формировались нули ХН. Итоговым результатом стало то, что

система осуществила выбор в пользу прямой траектории, поскольку именно она оказалась оптимальной по принятому критерию.

Далее необходимо определить, какое именно влияние было обусловлено адаптивной обработкой. Чтобы добиться интересующего результата, было сформировано сигнальное созвездие демодулированного сигнала, чей внешний вид продемонстрирован на рисунке 4.1.

Следует заметить, что в том приёмном устройстве, которое функционирует без адаптивного алгоритма, отсчёты сигнала имеют больший разброс относительно значения передаваемого сигнала.

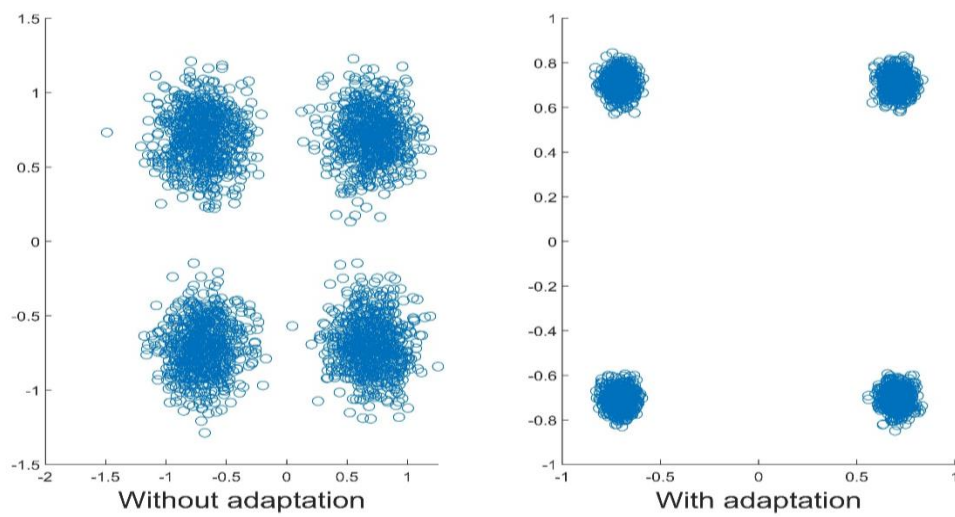


Рисунок 4.1 – Группировка отсчетов сигнала после демодуляции на приемнике при SNR равным 7 дБ

Следовательно, в таком приёмном устройстве с вероятностью возникновения битовых ошибок может быть расценена как максимальная. В отличие приёмного устройства, где нет адаптации, приёмник, где присутствует адаптивная обработка, позволяет практически полностью избавиться от появления ошибок. Описанное выше можно интерпретировать

в качестве доказательства того, что созданный и предложенный алгоритм обладает малым уровнем вероятности битовой ошибки.

Также более детального исследования требует вопрос о том, как именно корректируется вероятность битовой ошибки. Изучить данный вопрос можно, ознакомившись с построенным и показанным далее графиком 4.2.

Основной вывод, который может быть сформулирован по итогам анализа данных, показанных на рисунке 4.2, заключается в следующем: вероятность битовых ошибок (BER) будет эффективно уменьшена в том случае, если число позиций сигнала будет уменьшаться.

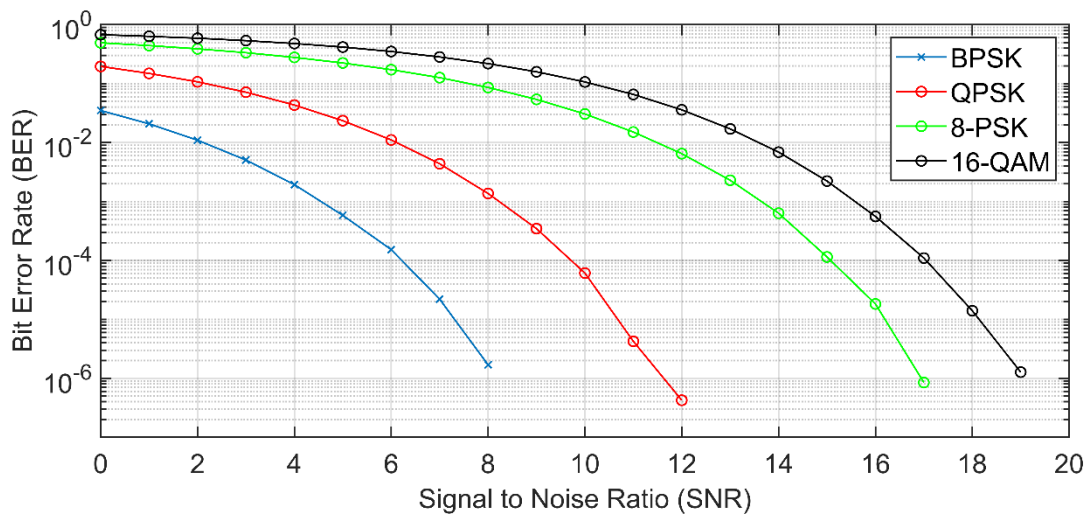


Рисунок 4.2 – Коэффициент ошибок по битам BER (в случае, если адаптивный алгоритм не применяется)

Как свидетельствуют результаты моделирования, которые показаны на рисунке 4.3, можно добиться снижения вероятности битовых ошибок в том случае, если будет пересмотрено в большую сторону количество обеспечивающих приём устройств.

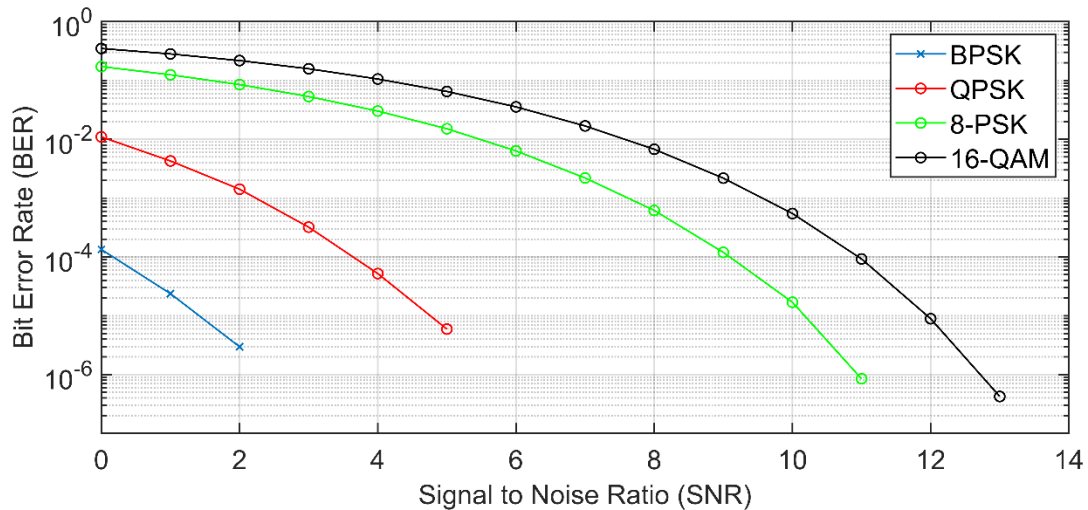


Рисунок 4.3 – Коэффициент ошибок по битам BER (в случае, если применяется адаптивный алгоритм) в зависимости от отношения сигнал/шум (SNR)

Этот рисунок даёт информацию также и о следующем немаловажном факте: корректировка BER может быть произведена в зависимости от того, какой именно выбран тип модуляции сигнала. Данные на рисунках 4.2, а также 4.3 представляют собой доказательства в пользу тезиса о том, что BER в принятом сообщении для SIMO-OFDM, где воплощён в жизнь адаптивный алгоритм, существенно меньше, чем BER в принятом сообщении, когда адаптивный алгоритм не реализован.

Далее необходимо перейти к исследованию того, как происходит адаптивная обработка в тех сетях, где обработка имеет ещё и пространственную составляющую. Нужно обратить внимание на то, что для всех MIMO-антенн предусмотрена своя собственная процедура адаптации. В таблице 4.2 показаны данные, которые характеризуют то, какими параметрами обладает OFDM-сигнал. А в таблицу 4.4 включены сведения о том, каковы характеристики, присущие системе антенн. Из-за того, что число путей не может быть больше, чем число составляющих в AP, во всех MIMO-

спецификациях предусмотрено использование восьми составляющих для отдельно взятых блоков.

В произведённом в рамках настоящей работы экспериментальном исследовании блоки составляющих AP выполняют функционал антенн. Все эти блоки ответственны за генерацию отдельных ХН. Соответственно, создаётся возможность фиксации сразу нескольких потоков, которые распространяются в пространстве самостоятельно, отдельно друг от друга. На рисунке 4.4 мы показали, как выглядят диаграммы направленности для разных приёмников (они были составлены, исходя из того, что соотношение сигнал/шум равняется 7 дБ).

Таблица 4.4: Сведения о параметрах антенной решётки передающего устройства, а также приёмного устройства (в случае с ММО–OFDM системой)

Параметр	Значение
количество элементов AP передатчика	4
число блоков адаптации AP приемника	4
количество элементов антенн в блоке адаптации	16
расстояние между элементами AP приемника	0,5 λ
расстояние между элементами AP передатчика	8 λ

Если проанализировать те данные, которые продемонстрированы на рисунке 4.4, то можно прийти к следующему выводу. Благодаря адаптивному алгоритму для всех антенн одновременной работы как на базовой станции, так и на мобильной станции. были избраны именно такие направления, применение которых предоставляет возможность максимизировать направленность ХН AP.

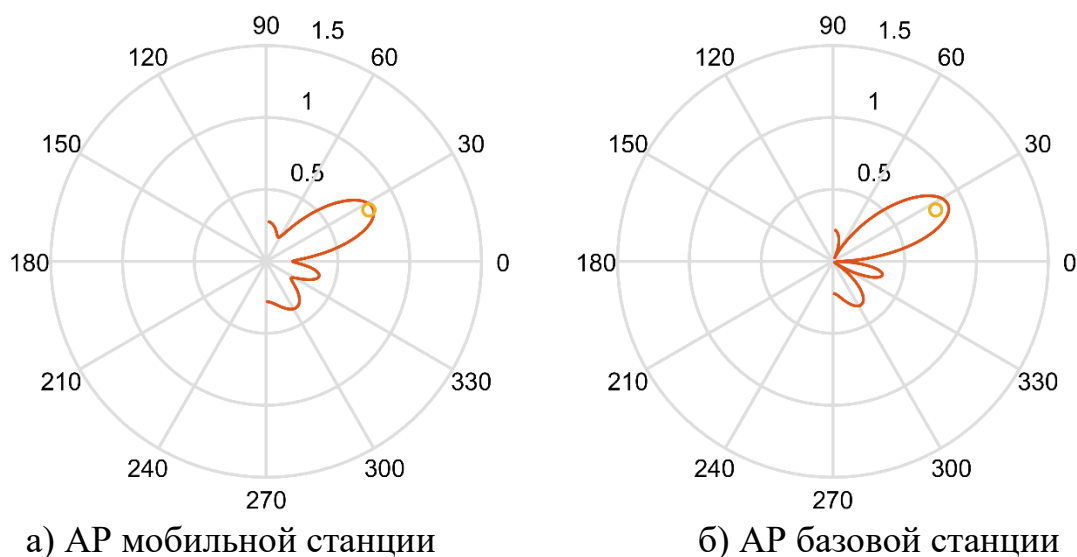


Рисунок 4.4 – Адаптированная диаграмма направленности для системы ММО-OFDM

Каждая из антенн отличается от всех остальных с точки зрения того, какова её характеристика направленности. Впрочем, общим для них является то, что у каждой из них присутствует явно выраженный максимум, соответствующий прямому пути. Аналогично ММО-системам, сигнал, который уже прошёл процедуру демодуляции, подвержен воздействию, происходящему в связи с адаптивной обработкой.

Даже визуальное восприятие графиков позволяет согласиться с выводом о том, что появление каких-либо неточностей в тех приёмниках, что работают в соответствии с адаптированным алгоритмом, менее вероятно.

График, который показан на рисунке 4.6, даёт информацию о том, как зависит вероятность появления битовой ошибки от того, как между собой соотносятся сигнал и шум.

Подытоживая анализ данных, которые показаны на рисунках 4.6 – 4.9, можно отметить следующее: если делается выбор в пользу применения такого

алгоритма, который имеет адаптивность, то можно добиться сокращения вероятности появления ошибки более чем в пятьдесят раз.

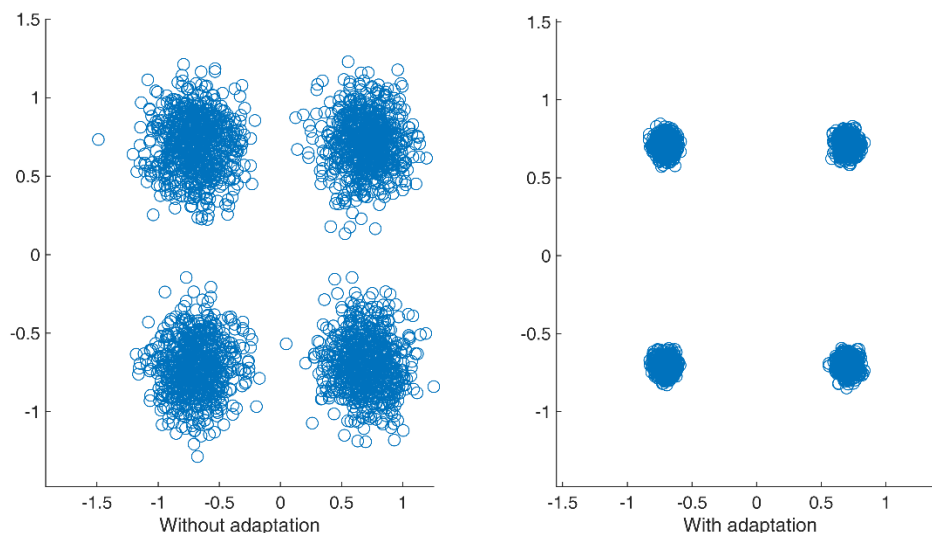


Рисунок 4.5 – Сигнальное созвездие демодулированного сигнала в системе ММО-OFDM

Необходимо отметить также, что в той среде, где сигнал начинает распространяться сразу после его выхода из передающего устройства, у него может не быть прямого пути. Происходит это в том числе и из-за такого обстоятельства, как затенение мобильного устройства.

Чтобы преодолеть связанные с этим негативные эффекты, нужно опираться на эффект многопутного распространения сигнала, ведь именно благодаря ему сигнал, излученный передающим устройством, всегда сможет дойти до принимающего устройства (даже в том случае, когда между ними прямая видимость отсутствует).

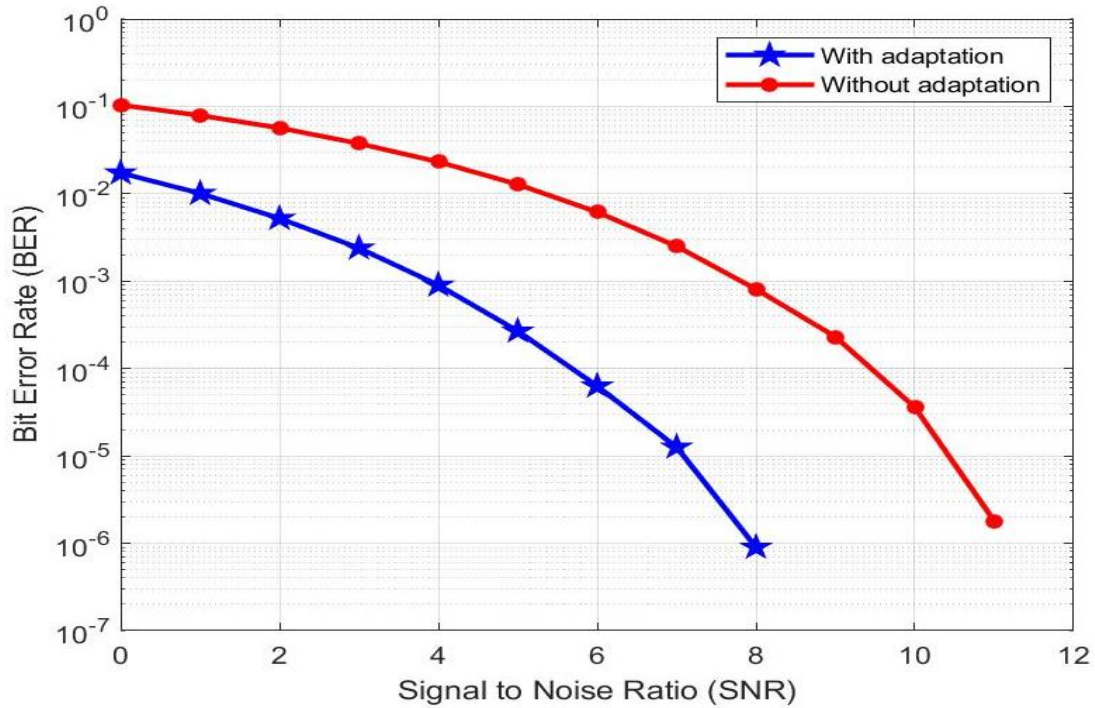


Рисунок 4.6 – Вероятность битовой ошибки для системы MIMO-OFDM с адаптацией при модуляции BPSK и без нее

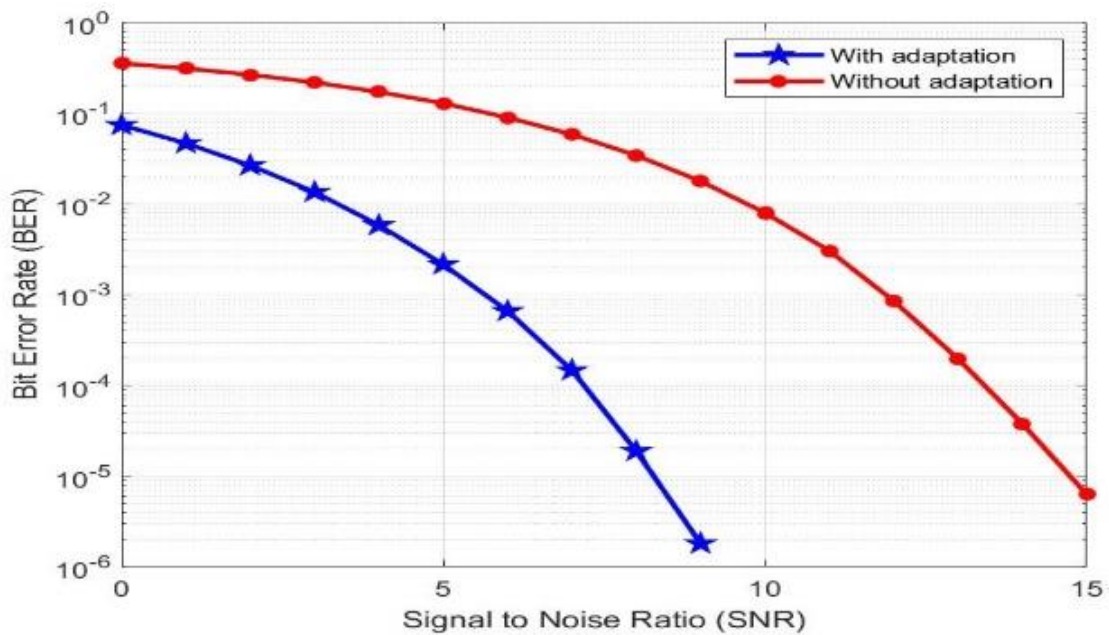


Рисунок 4.7 – Вероятность битовой ошибки для системы MIMO - OFDM с адаптацией для модуляции QPSK и без нее

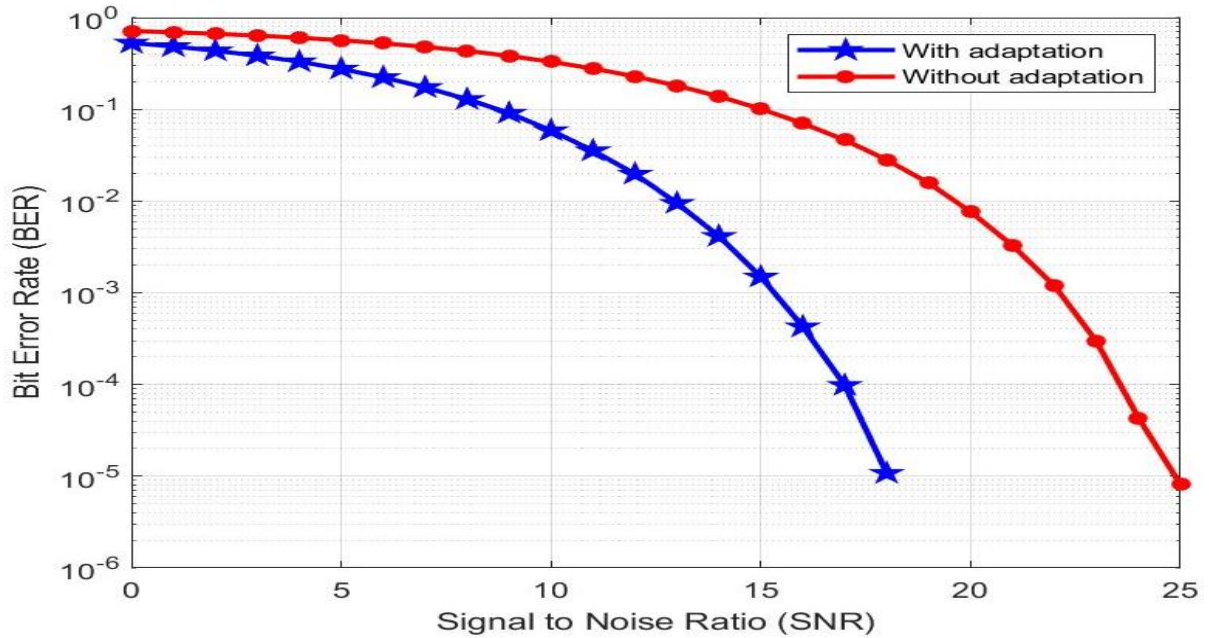


Рисунок 4.8 – Коэффициент ошибок по битам для системы MIMO - OFDM с адаптацией и без нее для модуляции 8-PSK

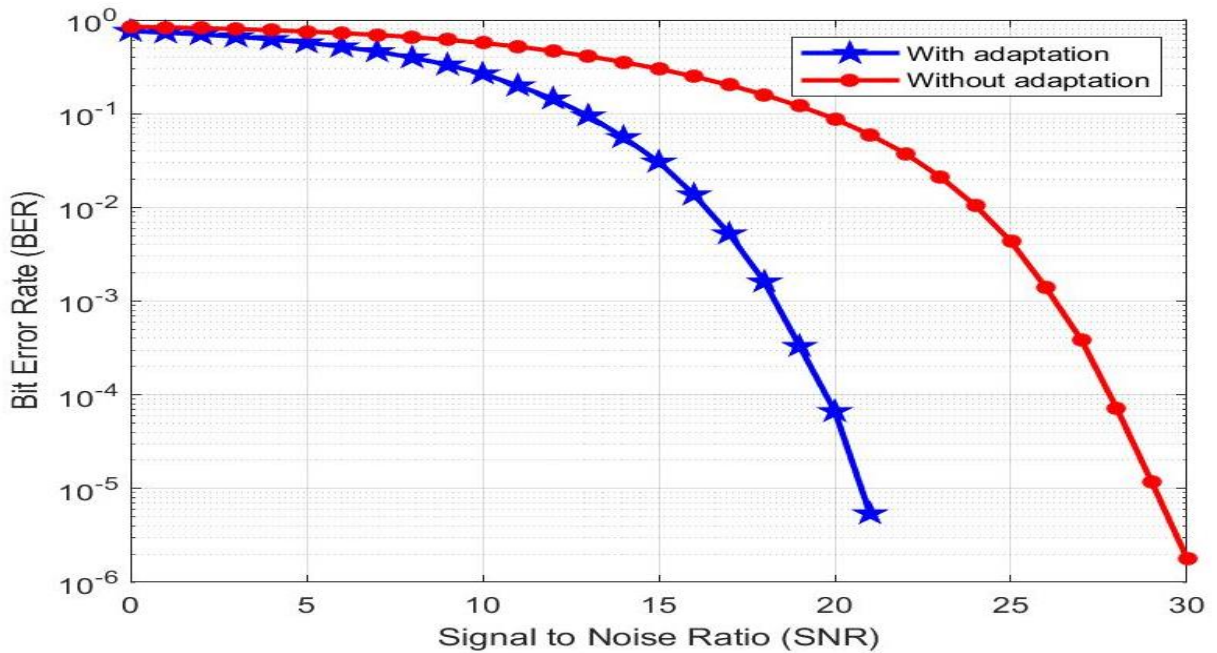


Рисунок 4.9 – Вероятность битовой ошибки для системы MIMO - OFDM с адаптацией к модуляции 16-QAM и без нее

Многопутное распространение становится в особенности актуальным в том случае, когда нужно передать сигнал в условиях города – территории, обладающей большим количеством крупных объектов, распределённых по относительно небольшой площади.

Адаптивный алгоритм и многопутное распространение сигнала не только не противоречат друг другу, но и, напротив, усиливают друг друга. Благодаря адаптации канал становится способным пропустить через себя большое количество сигналов.

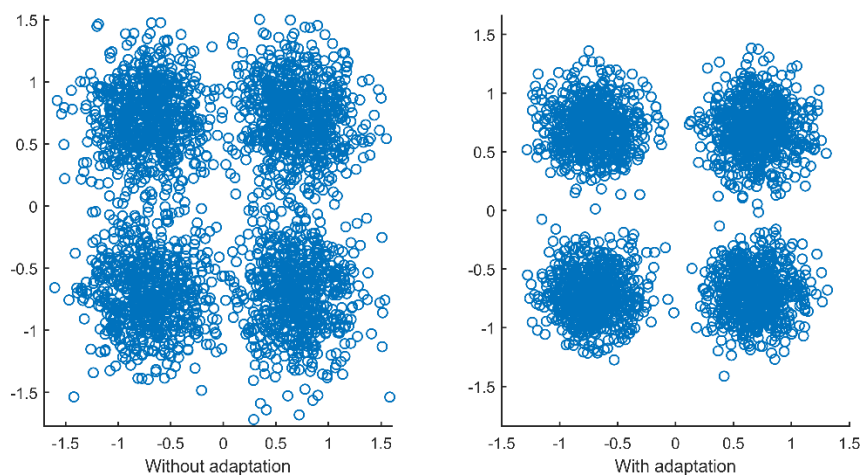


Рисунок 4.10 – Сигнальное созвездие сигнала, демодулированного в приемнике с адаптивной обработкой и без нее, когда прямой канал отсутствует

На всех уровнях отношения сигнал/шум адаптация приводит к положительному эффекту. Благодаря предположению метода корреляции в нормальных процессах модель канала WiMAX без прямого маршрута работает лучше. Распределения огибающей приближается к распределению Рэлея-Райса, если канал прямой. Процесс близок к нормальному, поскольку при отражении обеспечивается выполнение центральной предельной теоремы теории вероятности.

В таблице 14.6 показан BER для системы MIMO для различных типов модуляции с использованием различных значений SNR.

Из анализа Таблицы 4.6 следует, что для модуляции BPSK вероятность ошибки (BER) с адаптивной модуляцией меньше вероятности ошибки без адаптивной модуляции более чем на 4 порядка при SNR 5 дБ и 6 дБ, и это отношение разностей увеличивается с ростом SNR.

Таблица 4.6. BER для систем SIMO и MIMO для разных типов модуляции при разных значениях SNR с адаптацией

Отношение сигнал/шум (дБ)	BER							
	BPSK		QPSK		8-PSK		16-QAM	
	SIMO	MIMO	SIMO	MIMO	SIMO	MIMO	SIMO	MIMO
3	$2.9 * 10^{-6}$	0,0052	0,0014	0,0267	0,085	0,4353	0,2178	0,6987
4	0	0,0023	$3.2 * 10^{-4}$	0,0135	0,053	0,3841	0,1581	0,663
5	0	0,0009	$5.2 * 10^{-5}$	0,0058	0,053	0,3313	0,1059	0,6196
6	0	0,0002	$5.9 * 10^{-6}$	0,0021	0,015	0,275	0,0650	0,5724
7	0	$6.3 * 10^{-5}$	0	0,0006	0,006	0,2226	0,0355	0,5171
8	0	$1.2 * 10^{-5}$	0	0,0001	0,002	0,1737	0,0168	0,4600

Из анализа Таблицы 4.6 следует, что для модуляции BPSK вероятность ошибки (BER) с адаптивной модуляцией меньше вероятности ошибки без адаптивной модуляции более чем на 4 порядка при SNR 5 дБ и 6 дБ, и это

отношение разностей увеличивается с ростом SNR. Из Таблицы 4.7 также можно отметить, что вероятность ошибки для модуляции BPSK меньше вероятности ошибки для QPSK, 8-PSK и 16-QAM при том же SNR.

Таблица 4.7. BER для систем SIMO и MIMO для разных типов модуляции при разных значениях SNR без адаптации

Отношение сигнал/шум (дБ)	BER							
	BPSK		QPSK		8-PSK		16-QAM	
	SIMO	MIMO	SIMO	MIMO	SIMO	MIMO	SIMO	MIMO
3	0,010963	0,05674	0,10721	0,2678	0,389	0,6655	0,5893	0,8167
4	0,00505	0,03756	0,07157	0,2204	0,334	0,6362	0,5367	0,7987
5	0,010963	0,02316	0,04335	0,1728	0,278	0,6031	0,4790	0,7764
6	$5.8 * 10^{-4}$	0,01280	0,02350	0,1297	0,224	0,5662	0,4171	0,7525
7	$1.5 * 10^{-4}$	0,00617	0,01108	0,0902	0,724	0,5244	0,350	0,7233
8	$2.2 * 10^{-5}$	0,00250	0,00437	0,0588	0,126	0,4797	0,2833	0,6913

4.3.1. Исследования пропускной способности канала MIMO 4*4.

Скорость передачи данных считается одной из ключевых характеристик канала связи, поскольку на неё влияют условия канала, средняя передаваемая мощность и применяемый метод кодирования. При превышении скоростью передачи данных предельной пропускной способности канала возникает увеличение вероятности ошибок при декодировании. Предельная пропускная способность, также известная как ёмкость Шеннона, определяет максимальную спектральную эффективность канала MIMO. представляет собой максимальное количество бит, которые могут быть переданы без ошибок в секунду в полосе пропускания 1 Гц. Следовательно, устойчивая

передача данных возможна лишь при условии, что скорость не превышает предельной пропускной способности канала. Данный предел, определяемый фундаментальными статистическими свойствами канала, является теоретическим показателем и не учитывает потенциальное улучшение характеристик при использовании помехоустойчивого кодирования.

$$C = \max(\log_2[\det(I_{NRx} + \frac{\rho}{N_{TX}} HH^H)]), \text{ бит/с/Гц} \quad (4.2)$$

где ρ – отношение сигнал/шум (SNR – signal-to-noise ratio).

Из рисунка ниже видно, что платой за увеличение пропускной способности является снижение помехоустойчивости беспроводной системы связи. Это связано с тем, что сигналы с разной модуляцией интерферируют друг с другом, и чем больше потоков, тем выше эта интерференция. Однако, несмотря на это, такой подход позволяет повысить спектральную эффективность используемого частотного диапазона, который может эффективно использоваться при высоком отношении сигнал/шум. Оценим, как увеличится спектральная эффективность с ростом пространственных потоков. Для этого построим график зависимости пропускной способности системы при разной модуляции. На рисунке 4.11 показана пропускная способность для различных видов модуляции без адаптивных алгоритмов, а на рисунке 4.12 — пропускная способность при таких же видах модуляции и применении адаптивного алгоритма.

Сравнение двух графиков наглядно демонстрирует превосходство производительности системы при использовании адаптивного алгоритма. На графике без адаптации пропускная способность увеличивается лишь умеренно с ростом отношения сигнал/шум (SNR), что отражает ограничения

фиксированной стратегии передачи, неспособной реагировать на изменения в канале.

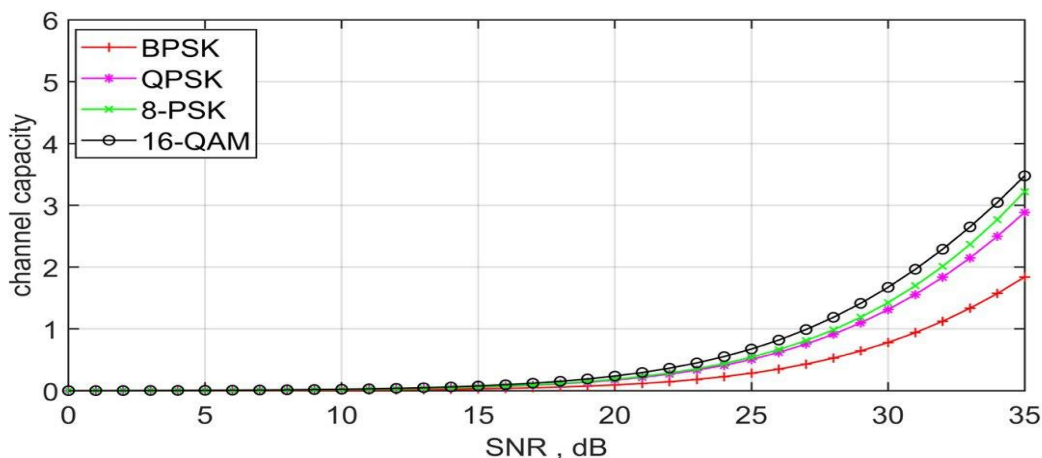


Рисунок 4.11 – Пропускная способность для различных видов модуляции без адаптивного алгоритма

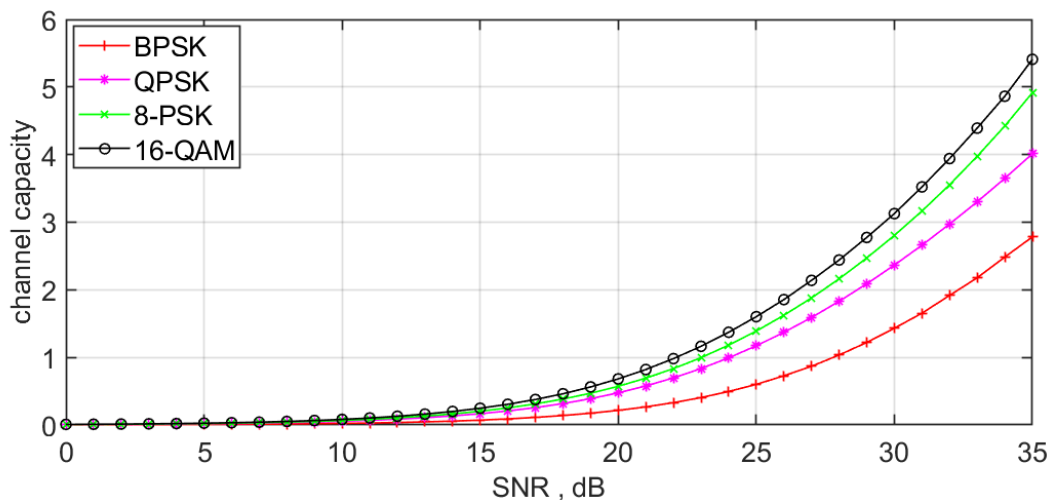


Рисунок 4.12 – Пропускная способность для тех же видов модуляции в сочетании с адаптивным алгоритмом для системы MIMO

Такой статический подход неизбежно приводит к неэффективному использованию спектральных ресурсов при благоприятных условиях канала и не компенсирует помехи, что приводит к снижению общей эффективности

системы. Напротив, график с адаптивным алгоритмом демонстрирует заметное улучшение пропускной способности практически во всем диапазоне SNR. Адаптивная стратегия позволяет системе динамически корректировать такие параметры, как порядок модуляции, скорость кодирования или распределение мощности, в зависимости от текущих условий канала, тем самым используя хорошие состояния канала для достижения более высокой пропускной способности при сохранении надежной связи в условиях ухудшения качества передаваемой информации. Эта адаптация приводит к значительному смещению кривой пропускной способности вверх по сравнению с неадаптивным случаем, особенно при умеренных и высоких уровнях SNR, где преимущества адаптации наиболее выражены. Очевидный прирост производительности подтверждает эффективность адаптивных методов в беспроводной связи, поскольку они обеспечивают более эффективное использование доступных ресурсов и более высокое качество обслуживания без необходимости увеличения пропускной способности или мощности передачи. Таким образом, результаты, представленные на графике, наглядно демонстрируют, что внедрение адаптивных алгоритмов обеспечивает наилучшую производительность системы как с теоретической, так и с практической точки зрения.

4.4. Моделирование системы связи с использованием помехоустойчивого кодирования

В подразделе рассмотрено дополнительное применение кодирования, благодаря чему те биты, где появились ошибки, исправляются обязательно, если есть стремление к избавлению от каких бы то ни было битовых ошибок. В рамках настоящей работы охарактеризовано сразу несколько алгоритмов,

применение каждого из которых предоставляет возможность исправить появившиеся при прохождении сигналов в канале битовые ошибки. При этом необходимо также остановиться более подробно на изучении вопроса о том, какое воздействие на уровень ошибок возникает в том случае, когда кодирование имеет канальный характер. Рисунок 4.13 содержит все необходимые сведения для исследования вышеупомянутого вопроса: в частности, здесь показаны данные о том, какова вероятность появления ошибок для той ситуации, когда адаптация, а также кодирование не применяются; данные о том, какова вероятность появления ошибок для той ситуации, когда кодирование применяется, а адаптация отсутствует; какова вероятность появления ошибок для той ситуации, когда адаптация применяется, а кодирование отсутствует; какова вероятность появления ошибок для той ситуации, когда и кодирование, и адаптация осуществляются.

Негативным эффектом, который происходит в том случае, когда имеет место канальное кодирование, является следующий: из-за него транслируемое сообщение становится больше по объёму. А значит, и скорость передачи данного сообщения снижается.

Представляется заслуживающим интереса изучение таких зависимостей, которые отражают применение адаптивного алгоритма. Благодаря его использованию максимально возможный уровень устойчивости к помехам может быть увеличен до отметки в 3 дБ (в случаях, когда адаптация имеет место), а также до 2 дБ (в случаях, когда адаптация не производится). Если информация передаётся беспроводным способом, то в данном случае как передающее устройство, так и приёмное устройство могут ситуативно прибегать к канальному кодированию, поскольку это может потребоваться в связи с появлением новых помех.

Кодирование, которое предполагает избавление от ранее появившихся ошибок, возможно также и в ММО-системах. Чтобы доказать это, необходимо вновь обратиться к рисунку 4.13. Как ранее уже было отмечено, благодаря адаптации устойчивость к помехам возрастает до 3 дБ, причём данный результат достигается тогда, когда используются коды Хэмминга (чья эффективность для избавления от ошибок, в свою очередь, не столь существенна, как у иных кодов). Большую эффективность имеют коды Рида-Соломона.

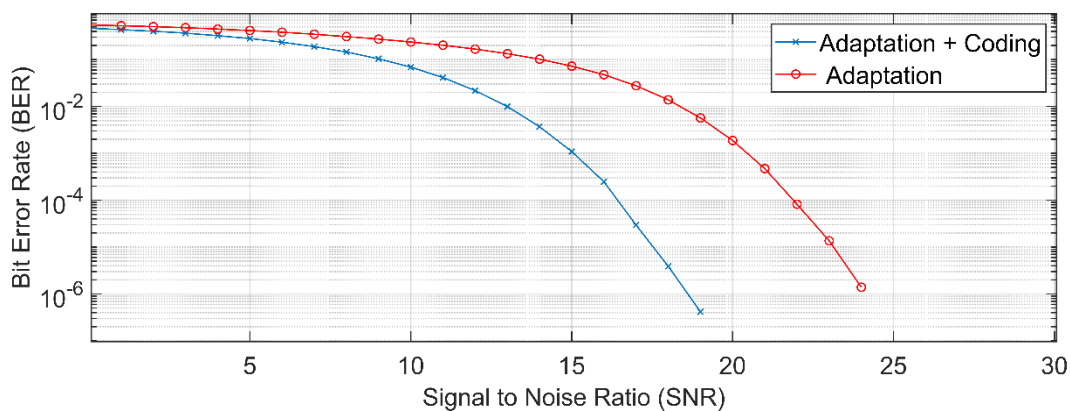


Рисунок 4.13 – Вероятность битовой ошибки для системы ММО-алгоритмы адаптации OFDM и коды Хэмминга в зависимости от SNR

То, что происходит с битовыми ошибками в случае, когда применяется кодирование Рида-Соломона, продемонстрировано на рисунке 4.14. Применение канального кодирования даёт возможность довести уровень устойчивости по отношению к помехам вплоть до отметки в 5 дБ, что существенно выше, чем результат в 3дБ, достигаемый благодаря кодам Хэмминга.

Чтобы произвести расчёт того, насколько эффективен описываемый нами метод, было выполнено компьютерное моделирование на Matlab.

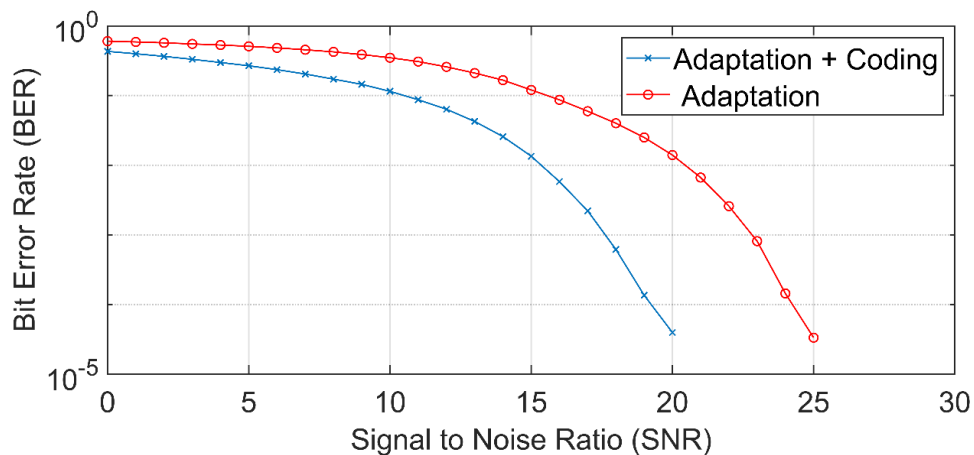


Рисунок 4.14 – Вероятность битовой ошибки для системы MIMO - OFDM с алгоритмами адаптации и кодами Рида-Соломона

Текущая частота 2,5 ГГц использовалась для калибровки приемных и передающих антенн с целью достижения необходимого беспроводного диапазона с умеренным затуханием сигнала. Ширина полосы канала выбрана 20 кГц. Ожидаемая производительность системы связи на высоте 20 метров и расстоянии около 25 километров в городской среде является основой для выбора высоты и расстояния между базовой и мобильной станциями. Предполагается, что мобильная станция движется с постоянной скоростью 40 км/ч, в то время как базовая станция остается неподвижной. Число сегментов в приемной и передающей антенных решетках выбрано $NRX = 3$ и $NTX = 3$ соответственно. Число путей при переотражении от зданий $M = 6$. При этом число подпутей для каждого пути равно 20. В моделировании учтено наличие пути прямой видимости LoS [110].

Рисунок 4.15 содержит данные о том, как менялись значения вероятности появления битовых ошибок в зависимости от того, как производились манипуляции, связанные с адаптацией; в зависимости от того, как велись манипуляции, связанные с кодированием.

Сведения об итогах, полученных при моделировании, сведены в таблицу 4.8.

Благодаря сопоставительному анализу можно выяснить, что в том случае, когда применяется адаптация (только на мобильном устройстве), вероятность появления битовых ошибок сокращается более чем в 1.8 раза (по сравнению с тем сценарием, когда адаптация не осуществляется). Если же адаптация будет произведена как на мобильном устройстве, так и на базовой станции, то падение вероятности битовых ошибок станет более чем стократным.

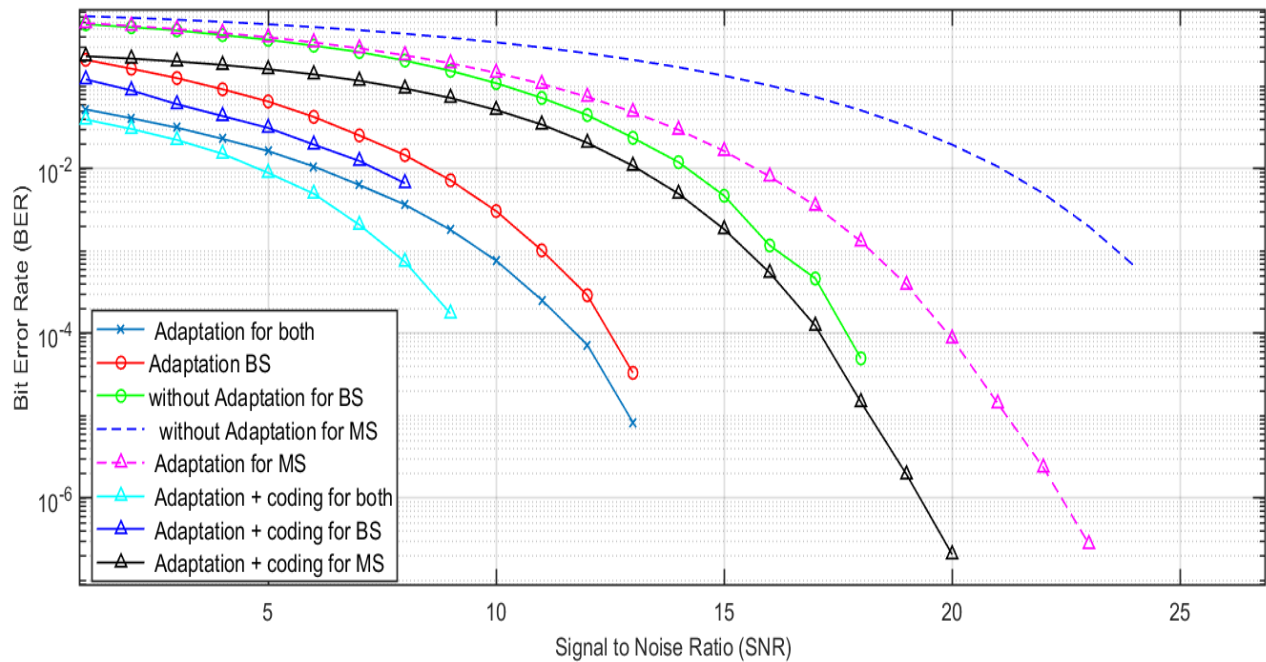


Рисунок 4.15 – Графики зависимости вероятности битовой ошибки BER от SNR

Таблица 4.8 Результаты моделирования

№	Название исследования	Условие моделирования	Значение BER
1.	Adaptation for both	Адаптация одновременно на базовой BS и мобильной MS станциях	$3,7 \cdot 10^{-3}$
2.	Adaptation BS	Адаптация только на базовой BS станции	$1,5 \cdot 10^{-2}$
3.	without Adaptation for BS	без Адаптации на базовой BS станции	$2 \cdot 10^{-1}$
4.	without Adaptation for MS	без Адаптации на мобильной MS станции	$4,5 \cdot 10^{-1}$
5.	Adaptation for MS	Адаптация только на мобильной MS станции	$2,5 \cdot 10^{-1}$
6.	Adaptation + coding for both	Адаптация и кодирование одновременно на базовой BS и мобильной MS станциях	$7 \cdot 10^{-4}$
7.	Adaptation+ coding for BS	Адаптация и кодирование только на базовой BS станции	$7 \cdot 10^{-3}$
8.	Adaptation+ coding for MS	Адаптация и кодирование только на мобильной MS станции	$9 \cdot 10^{-2}$

Самым же эффективным становится результат тогда, когда адаптация ведётся одновременно на всех станциях, при этом кодирование ведётся по алгоритму Рида-Соломона: в данном случае снижение вероятности битовых ошибок станет более чем шестисоткратным [109].

4.5. Выводы

1. В этой главе представлен комплексный анализ путем имитационного моделирования для оценки эффективности систем беспроводной связи, использующих адаптивные алгоритмы внутри сетей WiMAX. Для точного захвата эффектов многопутного распространения, конфигурации антенны и пространственной корреляции использовалась 3D-модель канала. Системы SIMO-OFDM и MIMO-OFDM были исследованы при различных типах модуляции и уровнях SNR.

2. Ключевым вкладом этой работы является реализация адаптивного алгоритма одновременно на базовой станции (BS) и мобильной станции (MS). Это двухстороннее развертывание позволило реализовать интеллектуальную обработку сигнала как на стороне передачи, так и на стороне приема, что дало

значительные улучшения в частоте ошибок по битам (BER) и спектральной эффективности. Адаптивный алгоритм динамически выравнивал антенные лучи с наиболее благоприятными путями сигнала, максимизируя мощность сигнала и минимизируя помехи.

3. Моделирование для исследования пропускной способности показало преимущества алгоритма с адаптацией. Например, при отношении сигнал/шум 25 дБ и модуляции 16-QAM пропускная способность системы MIMO 4x4 возрастает в 2,25 раза.

4. Результаты моделирования показали, что системы, использующие адаптивные алгоритмы, превзошли неадаптивные во всех протестированных конфигурациях. Более того, интеграция кодов исправления ошибок, в частности Рида-Соломона, еще больше повысила устойчивость к шуму, особенно в сочетании с адаптивным методом.

5. В конечном итоге сочетание адаптивной обработки на обоих концах линии связи и надежной коррекции ошибок позволило создать беспроводную систему с более высокой надежностью, повышенной пропускной способностью и улучшенными характеристиками в средах с многопутным замиранием и изменчивостью канала.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертации рассмотрены насущные проблемы современной беспроводной связи путем разработки и анализа адаптивного алгоритма передачи данных на основе технологии MIMO-OFDM. В исследовании предлагается комплексная структура, которая моделирует трехмерный многолучевой канал связи WiMAX и реализует передовые методы пространственно -временной обработки сигналов.

Основной вклад заключается в разработке и моделировании адаптивного алгоритма, применяемого одновременно как на базовой станции, так и на мобильной станциях. Это двухстороннее развертывание адаптивного алгоритма значительно улучшило производительность системы за счет динамического управления диаграммами направленности антенн в направлении самых благоприятных путей сигнала и подавления сигналов других путей. В результате были достигнуты заметные сокращения частоты ошибок по битам и улучшения спектральной эффективности и пропускной способности при различных схемах модуляции и значениях SNR.

Результаты моделирования подтвердили, что интеграция адаптивной обработки сигнала как в точках передачи, так и приема дает явные преимущества в многолучевых и непрямолинейных средах. Более того, добавление кодов коррекции ошибок, особенно кодирования Рида-Соломона, еще больше повысило надежность передачи данных по беспроводным каналам.

Предлагаемая модель распространения обратного сигнала интегрирует адаптивный выбор угла для повышения надежности и эффективности связи между передатчиком и приемником. Благодаря реализации адаптивных алгоритмов система способна непрерывно анализировать среду распространения и выбирать наиболее благоприятный обратный путь. Этот

динамический подход учитывает критические параметры, такие как сила сигнала, задержка, угловая ориентация и уровни помех. Среди различных возможных обратных путей, включая те, которые включают отражения от зданий или земли, алгоритм последовательно отдает предпочтение пути прямой видимости (LOS) из-за его минимальных потерь и меньшей восприимчивости к искажениям многолучевого распространения.

Выделяя и используя только компонент LOS в уравнении обратного сигнала, модель эффективно упрощает общую сложность системы, не жертвуя производительностью. Механизм адаптивного выбора не только улучшает точность сигнала, но и поддерживает масштабируемое развертывание в сложных, динамических беспроводных средах. Эта методология подчеркивает важность оптимизации в реальном времени в системах связи следующего поколения и прокладывает путь для более интеллектуальных и отзывчивых конструкций беспроводных соединений. Представленное здесь математическое моделирование подтверждает преимущества использования адаптивных методов выбора обратного пути и то, что сосредоточение внимания на пути LOS обеспечивает надежную и эффективную основу для высокопроизводительной передачи и приема сигнала.

Подводя итог, можно утверждать, что совместное применение адаптивных алгоритмов на обоих концах линии связи в сочетании с пространственной фильтрацией и надежными схемами кодирования обеспечивает надежное и эффективное решение для высококачественной беспроводной передачи данных в современных системах связи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 Dougherty, G. Digital image processing for medical applications [Текст] / G. Dougherty. – Cambridge: Cambridge University Press, 2009. – 459 p.
- 2 Dreyer, K.J. PACS: A guide to the digital revolution [Текст] / K.J. Dreyer, D. Hirschhorn, J.H. Thrall. – New York, NY: Springer-Verlag, 2002. – 435 p.
- 3 Chan, C.C. Optical performance monitoring: advanced techniques for next-generation photonic networks [Текст] / C.C. Chan. – Hong Kong: Academic Press, 2010. – 459 p.
- 4 Eklund, C. IEEE standard 802.16: a technical overview of the WirelessMAN/sup TM/air interface for broadband wireless access [Текст] / C. Eklund, R.B. Marks, K.L. Stanwood, S. Wang // IEEE communications magazine. – 2002. – 40, (6). – P. 98-107.
- 5 Ekstrom, H. Technical solutions for the 3G long-term evolution [Текст] / H. Ekstrom, A. Furuskar, J. Karlsson, M. Meyer, S. Parkvall, J. Torsner, M. Wahlqvist // IEEE Communications Magazine. – 2006. – 44, (3). – P. 38-45.
- 6 Jadav, N.K. Improving BER of WiMAX using interference mitigation techniques [Текст] / N.K. Jadav // Book Improving BER of WiMAX using interference mitigation techniques. – 2019. – P. 1-7.
- 7 Korowajczuk, L. LTE, WiMAX and WLAN network design, optimization and performance analysis [Текст] / L. Korowajczuk. – New York, NY: John Wiley & Sons. – 2011. – 435 p.
- 8 Kleynhans, W. On channel estimation for mobile WiMAX [Текст] / W. Kleynhans. – Pretoria: University of Pretoria. – 2009. – 435 p.
- 9 Li, B. Further results on high-rate MIMO-OFDM underwater acoustic communications [Текст] / B. Li, J. Huang, S. Zhou, K. Ball, M. Stojanovic, L. Freitag, P. Willett // Book Further results on high-rate MIMO-OFDM underwater acoustic communications. IEEE. – 2008. – P. 1-6.
- 10 Li, Y.G. MIMO-OFDM for wireless communications: Signal detection with enhanced channel estimation [Текст] / Y.G. Li, J.H. Winters, N.R. Sollenberger. // IEEE Transactions on communications. – 2002. – 50, (9). – P. 1471-1477.
- 11 Lee, C. Fast eigen-based signal combining algorithms for large antenna arrays [Текст] / C. Lee, K.-M. Cheung, V. Vlnrotter. // Big Sky, MT, USA. – IEEE Aerospace Conference Proceedings. – 2003. – doi: 10.1109/AERO.2003.1235526.
- 12 Воронин, В. А. Гидроакустические параметрические системы [Текст] / В. А. Воронин, С. П. Тарасов, В. И. Тимошенко. – Ростов-на-Дону : Ростиздат, 2004. – 400 с.
- 13 Легин, А. А. Адаптивный алгоритм обработки пространственно-временных сигналов для цифровой линии связи в среде с переотражениями : специальность 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства

телевидения" : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук [Текст] / Легин Андрей Алексеевич, 2019. – 167 с.

14 Аламоути С. М. Простой метод разнесения при передаче данных для беспроводной связи [Текст]. / С. М. Аламоути // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 1998, 16(8):1451-1458. 10.1109/49.730453.

15 Федосов, В. П. Алгоритм согласованного преследования с компенсацией для анализа многокомпонентных доплеровских сигналов [Текст] / В. П. Федосов, Е. О. Евдокимова // *Радиотехника и электроника*. – 2016. – Т. 61, № 10. – С. 970-978. – DOI 10.7868/S0033849416100120.

16 Модифицированный метод реконструкции изображений на основе поиска подобных областей [Текст] / Р. Р. Ибадов, С. Р. Ибадов, В. В. Воронин, В. П. Федосов // *Известия ЮФУ. Технические науки*. – 2017. – № 6(191). – С. 179-189. – DOI 10.23683/2311-3103-2017-6-179-189.

17 Three-dimensional model of hydro acoustic channel for research MIMO systems [Текст] / V. P. Fedosov, A. V. Lomakina, A. A. Legin, V. V. Voronin // *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering* : 9, Anaheim, CA, 11–12 апреля 2017 года. – Anaheim, CA, 2017. – P. 101860W. – DOI 10.1117/12.2262458.

18 Федосов, В. П. Трехмерная модель подводного гидроакустического канала и ее математическое описание [Текст] / В. П. Федосов, А. В. Ломакина, А. А. Легин // *Телекоммуникации*. – 2017. – № 11. – С. 26-33.

19 Kucheryavenko, A. Model of multicomponent micro-Doppler signal in environment MatLab [Текст] / A. Kucheryavenko, V. Fedosov // *MATEC Web of Conferences, Rostov-on-Don, 13–15 сентября 2017 года. Vol. 132*. – Rostov-on-Don: EDP Sciences, 2017. – P. 05008. – DOI 10.1051/matecconf/201713205008.

20 Исследование методов реконструкции изображений [Текст] / Р. Р. Ибадов, С. Р. Ибадов, В. В. Воронин [и др.] // *Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении (КомТех-2017)* : Материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием КомТех-2017, Таганрог, 06–09 июня 2017 года. – Таганрог: Южный федеральный университет, 2017. – С. 43-49.

21 Restoration of the Blind Zone of the Image of the Underlying Surface for Radar Systems with Doppler Beam Sharpening [Текст] / V. P. Fedosov, R. R. Ibadov, S. R. Ibadov, V. V. Voronin // *2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW) : Conference Proceedings, Divnomorskoe, 24–28 августа 2019 года*. – Divnomorskoe: IEEE Xplore Digital Library, 2019. – P. 424-427. – DOI 10.1109/RSEMW.2019.8792685.

22 Федосов, В. П. Передача данных в канале 3D WIMAX на основе SISO-OFDM и MIMO-OFDM [Текст] / В. П. Федосов, Д. Садун Джамил, С. В.

- Кучерявенко // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2020. – № 6(216). – С. 6-18. – DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-6-18.
- 23 Fedosov, V. P. Adaptive Algorithm Simulation for the Wireless Communication System Basing on the Spatial Coding in the Free Space [Текст] / V. P. Fedosov, A. V. Lomakina, A. A. Legin // 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW) : Conference Proceedings, Divnomorskoe, 24–28 августа 2019 года. – Divnomorskoe: IEEE Xplore Digital Library, 2019. – P. 416-419. – DOI 10.1109/RSEMW.2019.8792800.
- 24 Федосов, В. П. Алгоритмы обработки пространственно-временных сигналов [Текст] / В. П. Федосов, А. В. Ломакина. – Таганрог : Южный федеральный университет, 2015. – 73 с.
- 25 Fedosov, V. Wireless data transmission in underwater hydroacoustic environment based on MIMO-OFDM system and application adaptive algorithm at the receiver side [Текст] / V. Fedosov, A. Legin // Serbian Journal of Electrical Engineering. – 2019. – Vol. 16, No. 1. – P. 71-83. – DOI 10.2298/SJEE1901071F.
- 26 Сети связи для подводных автономных роботизированных комплексов [Текст] / В. П. Федосов, С. П. Тарасов, П. П. Пивнев [и др.]. – Ростов-на-Дону - Таганрог : Южный федеральный университет, 2018. – 178 с.
- 27 Флакман, А. Г. Минимизация вероятности ошибки на бит в многоэтапной релейной MIMO-системе [Текст] / А. Г. Флакман, И. С. Сорокин, А. О. Кокарев // Труды учебных заведений связи. – 2020. – Т. 6, № 4. – С. 36-44. – DOI 10.31854/1813-324X-2020-6-4-36-44.
- 28 Chernyshov, D. Algorithm reception signal in the presence of active noise interference and multipath in the communication channel [Текст] / D. Chernyshov, I. Grinev, V. Fedosov // AIP Conference Proceedings : Proceedings of XV International scientific-technical conference “Dynamics of technical systems” (DTS-2019): electronic edition, Rostov-on-Don, 11–13 сентября 2019 года. Vol. 2188. – Rostov-on-Don: AIP Publishing, 2019. – P. 050006. – DOI 10.1063/1.5138433.
- 29 Wang, H. 4G wireless video communications [Текст] / H. Wang, L. Kondi, A. Luthra, S. Ci. – John Wiley & Sons, 2009. – 394 p. – DOI:10.1002/9780470745168
- 30 WiMAX-Part I: A technical overview and performance evaluation [Текст] // Book I: A technical overview and performance evaluation URL: https://ftp.unpad.ac.id/orari/library/library-ref-eng/ref-eng-3/physical/wimax/Mobile_WiMAX_Part1_Overview_and_Performance.pdf (дата обращения: 15.05.2025).
- 31 Zatman, M. Underwater acoustic mimo channel capacity [Текст] / M. Zatman, B. Tracey. – Book Underwater acoustic mimo channel capacity, IEEE, 2002. – P. 1364-1368.

- 32 Ademaj, F. 3GPP 3D MIMO channel model: A holistic implementation guideline for open source simulation tools [Текст] / F. Ademaj, M. Taranetz, M. Rupp. – EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2016. – 1 – P. 1-14.
- 33 Adireddy, S. Optimal placement of training for frequency-selective block-fading channels [Текст] / S. Adireddy, L. Tong, H. Viswanathan. – IEEE Transactions on Information Theory, 2002. – 48, (8). – P. 2338-2353.
- 34 Agarwal, A. BER performance analysis of image transmission using OFDM technique in different channel conditions using various modulation techniques [Текст] / A. Agarwal, B.S. Kumar, K. Agarwal. – Book BER performance analysis of image transmission using OFDM technique in different channel conditions using various modulation techniques: Springer, 2019. – P. 1-8.
- 35 Ahmadi, S. Mobile WiMAX: A systems approach to understanding IEEE 802.16 m radio access technology [Текст] / S. Ahmadi. – Academic Press, 2010. – P. 243.
- 36 Al-Haj, A. Crypto-based algorithms for secured medical image transmission [Текст] / A. Al-Haj, G. Abandah, N. Hussein. – IET Information Security, 2015. – 9, (6). – P. 365-373.
- 37 Ali, N.A. A performance study of uplink scheduling algorithms in point-to-multipoint WiMAX networks [Текст] / N.A. Ali, P. Dhrona, H. Hassanein, – Computer communications, 2009. – 32, (3). – P. 511-521.
- 38 Almesaeed, R. A comparison study of 2D and 3D ITU channel model [Текст] / R. Almesaeed, A.S. Ameen, A. Doufexi, N. Dahnoun, A.R. Nix. – Book A comparison study of 2D and 3D ITU channel model: IEEE, 2013. – P. 1-7.
- 39 Andrews, J.G. Fundamentals of WiMAX: understanding broadband wireless networking [Текст] / J.G. Andrews, A. Ghosh, R. Muhamed. – Pearson Education, 2007. – P. 17-19.
- 40 Джамил Джалил Садун Джамил. Адаптивный алгоритм передачи изображений по беспроводной линии связи на основе MIMO-принципа : специальность 2.2.13 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения" : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук [Текст] / Джамил Джалил Садун Джамил, 2023. — 143 с.
- 41 Recovering lost areas of the underlying image surface using a method based on similar blocks [Текст] / R. R. Ibadov, V. P. Fedosov, S. R. Ibadov, S. V. Kucheryavenko // AIP Conference Proceedings : Proceedings of XV International scientific-technical conference “Dynamics of technical systems” (DTS-2019): electronic edition, Rostov-on-Don, 11–13 сентября 2019 года. Vol. 2188. – Rostov-on-Don: AIP Publishing, 2019. – P. 050001. – DOI 10.1063/1.5138428.
- 42 Исследование метода синтеза текстур изображений поверхности земли на основе нейронной сети [Текст] / Р. Р. Ибадов, В. П. Федосов, В. В. Воронин,

С. Р. Ибадов // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2019. – № 5(207). – С. 16-25. – DOI 10.23683/2311-3103-2019-5-16-25.

43 Awon, N.T. Effect of AWGN & Fading (Raleigh & Rician) channels on BER performance of a WiMAX communication System [Текст] / N.T. Awon, M. Islam, M. Rahman, A. Islam. – International Journal of Computer Science and Information: Security, 2012. – P. 11-17.

44 Barhumi, I. Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels [Текст] / I. Barhumi, G. Leus, M. Moonen. – IEEE Transactions on signal processing, 2003. – 51, (6). – P. 1615-1624.

45 Harbi, Y. Enhanced air-interfaces for fifth generation mobile broadband communication: PhD thesis [Текст] / Y. Harbi. – University of York: 2017. – P. 204.

46 Hasan, Z. Green cellular networks: A survey, some research issues and challenges [Текст] / Z. Hasan, H. Boostanimehr, V.K. Bhargava. – IEEE Communications surveys & tutorials, 2011. – 13, (4). – P. 524-540.

47 Hendessi, F. Co-channel and adjacent channel interference in wireless cellular communications [Текст] / F. Hendessi, A.U. Sheikh, R.M. Hafez. – Wireless Personal Communications, 2000. – 12, (3). – P. 239-253.

48 Hosseini, H. Fast restoration of natural images corrupted by high-density impulse noise [Текст] / H. Hosseini, F. Marvasti. – EURASIP Journal on Image and Video Processing, 2013. – P. 1-7.

49 Hwang, T. OFDM and its wireless applications: A survey [Текст] / T. Hwang, C. Yang, G. Wu, S. Li, G.Y Li. – IEEE transactions on Vehicular: Technology, 2008. – 58, (4). – P. 1673-1694.

50 Isa, A.A.M. Enhanced location estimation with a single base station in WiMAX network [Текст] / A.A.M. Isa, M. Othman, M. Johal, M. Isa, M. Zin, N. Haron, Z. Zakaria, M. Ibrahim. – Book Enhanced location estimation with a single base station in WiMAX network: IEEE, 2014. – P. 1-6.

51 Jeya, R. Signal interferences in wireless communication-an overview [Текст] / R. Jeya, B. Amutha, N. Nikhilesh, R.R. Immaculate. – Spectrum, 2019. – 2. – P. 3.

52 Joshi, A. Impact of wavelet transform and median filtering on removal of salt and pepper noise in digital images [Текст] / A. Joshi, A.K. Boyat, B.K. Joshi. – Book Impact of wavelet transform and median filtering on removal of salt and pepper noise in digital images: IEEE, 2014. – P. 838-843.

53 Kelley, B. Broadband RF communications in underwater environments using multi-carrier modulation [Текст] / B. Kelley, K. Manoj, M. Jamshidi. – Book Broadband RF communications in underwater environments using multi-carrier modulation: IEEE, 2009. – P. 2303-2308.

54 Korn, G.A. Analog/hybrid computation and digital simulation [Текст] / G.A. Korn, R. Vichnevetsky. – IEEE Transactions on Computers, 1976. – 25, (12). – P. 1312-1320.

- 55 Krishna, D. Image transmission through OFDM system under the influence of AWGN channel [Текст] / D. Krishna, M. Anuradha. – Book Image transmission through OFDM system under the influence of AWGN channel: IOP Publishing, 2017. – P. 012217.
- 56 Krouma, H. Low rank MMSE channel estimation in MIMO-OFDM systems [Текст] / H. Krouma, M. Benslama, F. Othmani-Marabout. – Book Low rank MMSE channel estimation in MIMO-OFDM systems: IEEE, 2012. – P. 279-284.
- 57 Прамодитха, Р. Как изображения RGB и оттенков серого представлены в массивах NumPy? [Текст] / Рукшан Прамодитха. – <https://towardsdatascience.com/exploring-the-mnist-digits-dataset-7ff62631766a>
- 58 Behrens, R.T. Subspace signal processing in structured noise: PhD tesis / R.T. Behrens. – University of Colorado at Boulder, 1990. – P. 250.
- 59 Bender, P. CDMA/HDR: a bandwidth efficient high speed wireless data service for nomadic users [Текст] / P. Bender, P. Black, M. Grob, R. Padovani, N. Sindhushyana, A. Viterbi. – IEEE Communications magazine, 2000. – 38, (7). – P. 70-77.
- 60 Bhargav, N. Co-channel interference and background noise in κ - μ fading channels [Текст] / N. da Silva Bhargav, Y.J. Chun, S.L. Cotton, M.D. Yacoub. – IEEE Communications Letters, 2017. – 21, (5). – P. 1215-1218.
- 61 Bingham, J.A. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come [Текст] / J.A. Bingham. – IEEE Communications magazine, 1990. – 28, (5) – P. 5-14.
- 62 Chen, T. Decision procedures for path feasibility of string-manipulating programs with complex operations [Текст] / T. Chen, M. Hague, A.W. Lin, P. Rümmer, Z. Wu. – Proceedings of the ACM on Programming Languages, 2019. – 3. – P. 1-30.
- 63 Najam, A.I. Multiple-Input Multiple-Output Antennas for [Текст] / A.I. Najam, Y. Duroc, S. Tedjini. – Ultra Wideband: current status and future trends, 2012. – P. 209.
- 64 Minn, H. Optimal training signals for MIMO OFDM channel estimation [Текст] / H. Minn, N. Al-Dhahir. – IEEE transactions on wireless communications, 2006. – 5, (5). – P. 1158-1168.
- 65 Morelli, M. A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems [Текст] / M. Morelli, U. Mengali. – IEEE Transactions on signal processing, 2001. – 49, (12). – P. 3065-3073.
- 66 Mostofi, Y. Mathematical analysis of the impact of timing synchronization errors on the performance of an OFDM system [Текст] / Y. Mostofi, D.C. Cox. – IEEE Transactions on Communications, 2006. – 54, (2). – P. 226-230.

- 677 Muttiah, R. 9-Elements Uniformly Circular, Planar, and Linear Arrays Antenna Design for 5G New Radio of Satellite Communications [Текст] / R. Muttiah. – Wireless Personal Communications, 2024. – 136, (2). – P. 947-987.
- 68 Sampath, H. A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results [Текст] / H. Sampath, S. Talwar, J. Tellado, V. Erceg, A. Paulraj. – IEEE Communications Magazine, 2002. – 40, (9). – P. 143-149.
- 69 Джамил, Д. С. Анализ и сравнение адаптивных алгоритмов передачи изображений по каналу 3D WiMAX MIMO на основе MMSE [Текст] / Д. С. Джамил // Научная инициатива иностранных студентов и аспирантов : Сборник докладов II Международной научно-практической конференции, Томск, 26–28 апреля 2022 года. – Томск: Национальный исследовательский Томский политехнический университет, 2022. – С. 439-444.
- 70 Федосов, В. П. Цифровой алгоритм обработки пространственно-временных сигналов в условиях сложного канала связи системы MIMO-OFDM на основе нейронной сети [Текст] / В. П. Федосов, А. В. Циркуленко // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении: КомТех-2024 : Материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием имени профессора О.Н. Пьявченко, в двух томах, Таганрог, 05–07 июня 2024 года. – Ростов-на-Дону: Южный федеральный университет, 2024. – С. 232-237.
- 71 Kaur, S. Performance evaluation of bit error rate in WiMAX using different modulation techniques [Текст] / S. Kaur, K. Singh. – International Journal for Technological Research in Engineering, 2014. – 1, (10). – P. 1135-1138.
- 72 Palani, S. Fourier Transform Analysis of Discrete Time Signals and Systems—DTFT, DFT and FFT [Текст] / S. Palani, S. Palani. – Signals and Systems, 2022. – P. 651-736.
- 73 Sundararajan, D. The discrete Fourier transform: theory, algorithms and applications [Текст] / D. Sundararajan. – World Scientific, 2001. – P. 392.
- 74 Bagchi, S. The nonuniform discrete Fourier transform and its applications in signal processing [Текст] / S. Bagchi, S.K. Mitra. – Springer Science & Business Media, 2012. – P. 463.
- 75 Федосов, В. П. Алгоритм передачи изображений в системе MIMO-OFDM при наличии активных помех и структурных искажений [Текст] / В. П. Федосов, Р. Р. Ибадов, С. Р. Ибадов // Радиотехника. – 2024. – Т. 88, № 11. – С. 117-129. – DOI 10.18127/j00338486-202411-15.
- 76 Modeling of systems wireless data transmission based on antenna arrays in underwater acoustic channels [Текст] / V. P. Fedosov, A. V. Lomakina, A. A. Legin, V. V. Voronin // Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering : Architectures, Algorithms, and Applications, Baltimore, MD, 20–21

- апреля 2016 года. – Baltimore, MD, 2016. – P. 98720G. – DOI 10.1117/12.2224263.
- 77 Pareek, D. The business of WiMAX [Текст] / D. Pareek. – John Wiley & Sons, 2006. – P. 328.
- 78 Chakraborty, M. Overview of End-to-End WiMAX Network Architecture [Текст] / M. Chakraborty, D. Bhattacharyya. – WiMAX Security and Quality of Service: AN End-to-End Perspective, 2010. – P. 1-22.
- 79 Gunasekaran, V. Applications of Wi-Fi/WiMAX Technologies in the emerging world [Текст] / V. Gunasekaran, F.C. Harmantzis. – WiMAX, CRC Press, 2018. – P. 173-188.
- 80 Nuaymi, L. WiMAX: technology for broadband wireless access [Текст] / L. Nuaymi. – John Wiley & Sons, 2007. – DOI: 10.1002/9780470319055.
- 81 Pareek, D. WiMAX: Taking wireless to the max [Текст] / D. Pareek. – Auerbach Publications, 2006. – P. 384.
- 82 Galperin, H. Wireless networks and rural development: Opportunities for Latin America [Текст] / H. Galperin. – Information Technologies & International Development, 2005. – 2, (3). – P. 47-56.
- 83 Zhou, B. Effect of signal propagation model calibration on localization performance limits for wireless sensor networks [Текст] / B. Zhou, H.C. So, S. Mumtaz. – IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021. – 20, (5). – P. 3254-3268.
- 84 Lysko, A.A. A study of propagation effects in a wireless test bed [Текст] / A.A. Lysko, D.L. Johnson. – WSEAS Transactions on Communications, 2008. – 7, (8). – P. 857-871.
- 85 Cheffena, M. Propagation channel characteristics of industrial wireless sensor networks [wireless corner] [Текст] / M. Cheffena. – IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2016. – 58, (1). – P. 66-73.
- 86 Gu, Q. RF system design of transceivers for wireless communications [Текст] / Q. Gu. – Springer Science & Business Media, 2006. – P. 487.
- 87 Rahmatallah, Y. Peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems: A survey and taxonomy [Текст] / Y. Rahmatallah, S. Mohan. – IEEE communications surveys & tutorials, 2013. – 15, (4). – P. 1567-1592.
- 88 Salous, S. Radio propagation measurement and channel modelling [Текст] / S. Salous. – John Wiley & Sons, 2013. – DOI: 10.1002/9781118502280.
- 89 Parsons, J.D. The mobile radio propagation channel [Текст] / J.D. Parsons, P.J.D. Parsons. – Wiley New York, 2000. – P. 433.
- 90 Gutowski, T.G. Propagation of ground vibration: a review [Текст] / T.G. Gutowski, C.L. Dym. – Journal of Sound and Vibration, 1976. – 49, (2). – P. 179-193.

- 91 Millington, G. Ground-wave propagation over an inhomogeneous smooth earth [Текст] / G. Millington. – Proceedings of the IEE-Part III: Radio and Communication Engineering, 1949. – 96, (39). – P. 53-64.
- 92 Arcone, S.A. Propagation of a ground-penetrating radar (GPR) pulse in a thin-surface waveguide [Текст] / S.A. Arcone, P.R. Peapples, L. Liu. – Geophysics, 2003. – 68, (6). – P. 1922-1933.
- 93 Witvliet, B.A. Radio communication via Near Vertical Incidence Skywave propagation: an overview [Текст] / B.A. Witvliet, R.M. Alsina-Pagès. – Telecommunication systems, 2017. – 66. – P. 295-309.
- 94 Fedosov, V. P. Analysis of an adaptive algorithm for processing space-time signals for image transmission based on 3D wireless channel model [Текст] / V. P. Fedosov, J. S. Jameel, S. V. Kucheryavenko // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, Divnomorskoe, 28 июня – 02 2021 года. – IEEE: IEEE, 2021. – P. 443-446. – DOI 10.1109/RSEMW52378.2021.9494083.
- 95 Федосов, В. П. Адаптивный алгоритм передачи изображений и данных в системе беспроводной связи с использованием кода Хэмминга на основе принципов ММО [Текст] / В. П. Федосов, С. Д. Джалил, С. В. Кучерявенко // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении (КомТех-2022) : Материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием. В двух томах, Таганрог, 08–10 июня 2022 года. – Таганрог: Южный федеральный университет, 2022. – С. 271-287.
- 96 Федосов, В. П. Реконструкция видеопоследовательности на основе геометрической модели с использованием видеодескриптора [Текст] / В. П. Федосов, Р. Р. Ибадов, С. Р. Ибадов // Радиотехника. – 2023. – Т. 87, № 6. – С. 151-162. – DOI 10.18127/j00338486-202306-20.
- 97 Федосов, В. П. Сравнение производительностей адаптивного алгоритма и метода минимума среднеквадратического отклонения для передачи изображений на основе систем связи с использованием антенных решеток [Текст] / В. П. Федосов, Д. С. Д. Джамил, С. В. Кучерявенко // Радиотехника. – 2023. – Т. 87, № 2. – С. 123-135. – DOI 10.18127/j00338486-202302-15.
- 98 Three-dimensional model of hydro acoustic channel for research MIMO systems [Текст] / V. P. Fedosov, A. V. Lomakina, A. A. Legin, V. V. Voronin // Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering : 9, Anaheim, CA, 11–12 апреля 2017 года. – Anaheim, CA, 2017. – P. 101860W. – DOI 10.1117/12.2262458.
- 99 Федосов, В. П. Анализ и сравнение адаптивного алгоритма в системах SISO и ММО для канала 3D-WIMAX в условиях функционирования беспилотных летательных средств в районе с плотной застройкой [Текст] / В. П. Федосов, А. Джавади // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении КомТех-2023 : Материалы Всероссийской

научно-технической конференции с международным участием имени профессора О.Н. Пьявченко в двух томах, Таганрог, 07–09 июня 2023 года. Том 1. – Таганрог: Южный федеральный университет, 2023. – С. 50-56.

100 Fedosov, V. P. Investigation of the influence of spatial correlation on the performance of the MIMO system when using the adaptation algorithm [Текст] / V. P. Fedosov, R. R. Ibadov, S. R. Ibadov // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe Krasnodar Region, 26–30 июня 2023 года. – Divnomorskoe Krasnodar Region: IEEE, 2023. – P. 252-254.

101 Fedosov, V. P. Algorithm Pre-processing Images of The Underground Surface To Reduce The Background Noise [Текст] / V. P. Fedosov, R. R. Ibadov, S. R. Ibadov // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe Krasnodar Region, 26–30 июня 2023 года. – Divnomorskoe Krasnodar Region: IEEE, 2023. – P. 248-251.

102 Fedosov, V. P. Influence of active interference on the capacity of a MIMO-OFDM system using an adaptive processing algorithm [Текст] / V. P. Fedosov, T. T. Patsyuk // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe Krasnodar Region, 26–30 июня 2023 года. – Divnomorskoe Krasnodar Region: IEEE, 2023. – P. 244-247.

103 Федосов, В. П. Пространственно-временной адаптивный алгоритм с использованием кода Хэмминга на основе модели беспроводного канала 3D-MIMO [Текст] / В. П. Федосов, В. М. М. Д. Аль-Мусави, С. В. Кучерявенко // Радиотехника. – 2024. – Т. 88, № 7. – С. 169-176. – DOI 10.18127/j00338486-202407-27.

104 Федосов, В. П. Алгоритм передачи изображений в системе MIMO-OFDM при наличии активных помех и структурных искажений [Текст] / В. П. Федосов, Р. Р. Ибадов, С. Р. Ибадов // Радиотехника. – 2024. – Т. 88, № 11. – С. 117-129. – DOI 10.18127/j00338486-202411-15.

105 Modeling of systems wireless data transmission based on antenna arrays in underwater acoustic channels [Текст] / V. P. Fedosov, A. V. Lomakina, A. A. Legin, V. V. Voronin // Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering : Architectures, Algorithms, and Applications, Baltimore, MD, 20–21 апреля 2016 года. – Baltimore, MD, 2016. – P. 98720G. – DOI 10.1117/12.2224263.

106 Fedosov, V. P. Transmitting Image in 3D Wireless Channel using Adaptive Algorithm Processing with MMSE based on MIMO principles [Текст] / V. P. Fedosov, J. S. Jameel, S. V. Kucheryavenko // Journal of Physics: Conference Series : 3, Babylon, Virtual, 04–05 июня 2021 года. – Babylon, Virtual, 2021. – P. 012131. – DOI 10.1088/1742-6596/1973/1/012131.

107 Fedosov, V. Adaptive algorithm based on antenna arrays for radio communication systems [Текст] / V. Fedosov, A. Legin, A. Lomakina // Serbian

Journal of Electrical Engineering. – 2017. – Vol. 14, No. 3. – P. 301-312. – DOI 10.2298/SJEE1703301F.

108 Федосов, В. П. Цифровой алгоритм обработки пространственно-временных сигналов в условиях сложного канала связи системы МІМО-OFDM на основе нейронной сети [Текст] / В. П. Федосов, А. В. Циркуленко // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении: КомТех-2024 : Материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием имени профессора О.Н. Пьявченко, в двух томах, Таганрог, 05–07 июня 2024 года. – Ростов-на-Дону: Южный федеральный университет, 2024. – С. 232-237.

109 Федосов, В. П. Адаптивный алгоритм обработки пространственно-временных сигналов для передачи данных в канале 3D WIMAX на основе принципов SIMO-OFDM [Текст] / В. П. Федосов, В. М. М. Д. Аль-Мусави Висам Мохаммедтаки М Джавад, С. В. Кучерявенко // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2025. – № 1(243). – С. 37-45. – DOI 10.18522/2311-3103-2025-1-37-45.

110 Федосов, В. П. Оптимизация адаптивного пространственно-временного алгоритма в мобильной и базовой станциях связи в системе МІМО с кодом Рида-Соломона [Текст] / В. П. Федосов, В. М. М. Д. Аль-Мусави, С. В. Кучерявенко // Радиотехника. – 2025. – Т. 89, № 6. – С. 60-67. – DOI 10.18127/j00338486-202506-06.

111 Современные алгоритмы обработки пространственно-временных сигналов в сетях связи [Текст] / В. П. Федосов, А. М. Пилипенко, С. В. Кучерявенко [и др.]. – Ростов-на-Дону – Таганрог : Южный федеральный университет, 2019. – 98 с. – ISBN 978-5-9275-3210-0.

112 Сети связи для многопользовательских систем в условиях канала с переотражениями на основе OFDM-МІМО-принципов [Текст] / В. П. Федосов, В. В. Воронин, С. В. Кучерявенко [и др.] ; МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ, Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ», Инженерно-технологическая академия. – Ростов-на-Дону ; Таганрог : Южный федеральный университет, 2019. – 165 с. – ISBN 978-5-9275-3373-2.

113 IEEE Std 802.16™-2004 IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, www.ieee.org

114 S. Lin, D. J. Costello, Jr. Error Control Coding: Fundamentals and Applications. – 2nd ed. – Prentice-Hall, 2004. – pp. 208-255, 283-319.

115 T. K. Moon. Error Correction Coding: Mathematical Methods and Algorithms. – Wiley, 2005. – pp. 471-512.

- 116 R.W. Hamming. Error Detecting and Error Correcting Codes // The Bell System Technical Journal. – 1950. – Vol. 29, №. 2. – pp. 147–160.
- 117 I.S. Reed, G. Solomon. Polynomial Codes over Certain Finite Fields // Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics. – 1960. – Vol. 8, №. 2. – pp. 300–304.
- 118 Р. Блейхут. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки: пер. с англ. – М. : Мир, 1986. – С. 176-215, 250-290.
- 119 В.А. Афанасьев, В.М. Сидоров. Кодирование в системах цифровой связи. – СПб. : ГУАП, 2005. – С. 98-125.


```

                                if(n == 1 && m == 2)
                                    if((varargin{i + 1}(1) +
varargin{i + 1}(2)) >= obj.NSbuCarrier)
                                        error('
NumGuardSubCarriers');
                                end
                                obj.NumGuardSubCarriers(1)
= varargin{i + 1}(1);
                                obj.NumGuardSubCarriers(2)
= varargin{i + 1}(2);
                                else
error('NumGuardSubCarriers');
                                end
                                case 'NumPilotSubCarriers'
                                    [n, ~] = size(varargin{i +
1});
                                    if(n > 1)
                                        error('
NumPilotSubCarriers ');
                                    end
                                    obj.NumofPilots = varargin{i
+ 1};

```

Приложение 2. Функция адаптивной обработки сигнала

```

classdef ReceivingAnyennaSystem < handle

    properties (Access = private) % Properties
        NumMSAntenna = 6; %The number of receiving antennas
of the mobile station
        %TODO: remove parameter
        N_ElementsInBlock = 3; %The number of elements in
the antenna array combined in the receiver to form the
pattern of each receiving antenna
        dArray_MS_lambda = 0.5; %Distance between antenna
array elements [in wavelengths]
        NumDirectionalPattern; %Number of DNs for each block
        OverlappingAngle; %DN overlap angle relative to the
DN loop width (at 0.707E level) with transverse knotting
        AntennaOrganization = ''; %type of construction of
receiving antennas

```

```

    DeviationDNAngle = []; %Calculated DN deviations
    dVer_lamda = 1; %[m]
    dHor_lamda = 1; %[m]
    %Object type
    ObjType = 'RX Antenna System';

end

methods (Access = public) %Methods

    % @brief: Object constructor
    % @param: varargin - parameters passed to the
constructor
    % @retval: Created objects
    function obj = ReceivingAnyennaSystem(varargin)
        if nargin > 0
            for i = 1 : 2 : length(varargin)
                switch varargin{i}
                    %=====
                    case 'NumMSAntenna'
                        if(varargin{i + 1} > 0)
                            obj.NumMSAntenna =
varargin{i + 1};
                        else
                            error('Wrong number BS
antenna');
                        end
                    %=====
                    case 'N_ElementsInBlock'
                        obj.N_ElementsInBlock =
varargin{i + 1};

                    % ***** Distance between AR ***** %
                    case 'dArray_MS_lamda'
                        obj.dArray_MS_lambda =
varargin{i + 1};
                    %=====
                    case 'AntennaOrganization'
                        obj.AntennaOrganization =
varargin{i + 1};

                    % ***** Number of DN in the block ***** %
                    case 'NumDirectionalPattern'

```

```

        if varargin{i + 1} > 0
            obj.NumDirectionalPattern =
varargin{i + 1};
        else
            error('Number of DN must be
more than 0');
        end

        % ***** DN separation angle ***** %
        case 'OverlappingAngle'
            if varargin{i + 1} <= 1 &&
varargin{i + 1} > 0
                obj.OverlappingAngle =
varargin{i + 1};
            else
                error('Overlapping angle
must be between 0 and 1');
            end
        % **** dVer_lamda **** %
        case 'dVer_lamda'
            obj.dVer_lamda = varargin{i +
1};
        % **** dHor_lamda **** %
        case 'dHor_lamda'
            obj.dHor_lamda = varargin{i +
1};
        % ***** Parameter unknown ***** %
        otherwise
            error('Undefined parameter');
        end
    end
else
    error('No parametrs!');
end
end % End of constructor

% @brief: returns the phase incursion for each
element and the phase incursions needed to generate the
required DP
% @param: obj - the object that calls the function
% @param: EnvParameters - an object describing the
environment parameters
% @retval: Receive - structure
% RaidPhase - phase incursion to each AP element

```

```

        % DNPhase - phases of AR elements for forming DN
function [Receive] = RaidPhase(obj,
SignalParameters, EnvParameters)
        % Phase incursions for each antenna unit are
written to the line
        % Columns indicate block number

obj.SignalPhaseAndAntennaPhase(SignalParameters.GetLambda()
, 0);

end
%RaidPhase END

% @brief: Returns the distance between the receiving
elements of the antenna array in wavelengths
% @param: none
% @retval: dMS - distance between elements
function dMS = get_dMS(obj)
    dMS = obj.dArray_MS_lambda;
end %get_dMS END
% @brief: Returns the BP value for the selected
corner
% @param: obj - the object that calls the function
% @param: alpha - azimuth
% @param: beta - elevation angle
% @retval: gain - DN value at a given angle of
arrival
function gain = MSGain(obj, alpha, beta)
    gain = 1; %TODO: dependence of the DN on the
angle
end %MSGain END

% @brief: Returns the number of receive antennas
% @param: obj - the object that calls the function
% @retval: n - number of antennas
function n = getNumRxAntenna(obj)
    n = obj.NumMSAntenna;
end%getNumRxAntenna END

% @brief: Returns the number of blocks into which
the transmit antenna is split
% @retval: n - number of blocks
function n = getNumBlockRxAntenna(obj)
    n = obj.N_ElementsInBlock;

```

```

end %getNumBlockRxAntenna

% @brief: Visualization of receiving antenna
parameters
function VisualizationCharacteristics(obj, signal,
GraphType)

    dt = 1 / signal.getFreqSampling();
    t = 0 : dt : 10 / signal.getFreqCarrier();
    s = cos(2 * pi * signal.getFreqCarrier() .* t);

    theta = -90:1:90;

    modelingDN = zeros(obj.NumDirectionalPattern,
length(theta));
    mathDN = zeros(obj.NumDirectionalPattern,
length(theta));

    for i = 1 : 1 : length(theta) % Loop by DN
points
        phase = obj.SignalPhaseAndAntennaPhase(1,
theta(i)); % we get phase incursions and phase shifts for
AR TODO: replace the wavelength with a function
        for k = 1 : 1 : obj.NumDirectionalPattern
%Loop on DN formed by one block
            y = zeros(1, length(s));
            for j = 1:1:obj.N_ElementsInBlock %Cycle
by AA elements in one block for each DN
                y = y + real(hilbert(s) *
phase.RaidPhase(1, j) * phase.DNPhase(1, k, j) );
            end
            modelingDN(k, i) = max(y);
        end
    end
end

```

Приложение 3. Функция моделирования характеристик канала

```

classdef OFDMModulator < handle

    properties (Access = private) % Properties
        NSbuCarrier = 256; % Number of subcarriers
    (total))

```

```

        NumGuardSubCarriers = [0, 0]; % Number of
subcarriers at the edges of the symbol
        CycPrefixLength = 8; % Cyclic prefix duration
        Windowing = false; % Window treatment
%         F_Samples; % Frequency domain counts
%         T_Samples; % Samples in the time domain
        DCSubCarrier = true; % Presence of zero
subcarrier
        WindowingLength = 16; % Window duration
        NumofPilots = []; % Pilot subcarrier numbers
%         PosPilot; % % Location of pilot subcarriers
%         PosData; % Data Location
%         PilotData; % Value of transmitted pilot signals
        %         PilotsEn = false; % Allow adding subcarriers to
the signal
        NumSymbols = 1; %Characters
        PreambleInsert = false; % Add preamble
        PreamblePeriod = 4; % Preamble is added every 4
characters
%         PayloadLength; % Payload length for one
character
    end

    methods (Access = public)
        function obj = OFDMModulator(varargin)
            if nargin > 0
                for i = 1 : 2 : length(varargin)
                    switch varargin{i}
                        case 'NSbuCarrier'
                            obj.NSbuCarrier =
2^nextpow2(varargin{i + 1});
                            if ((obj.NumGuardSubCarriers(1)
+ obj.NumGuardSubCarriers(2)) >= obj.NSbuCarrier)
                                error('');
                            end
                        case 'DCSubCarrier'
                            if(isa(varargin{i +
1},'logical'))
                                obj.DCSubCarrier = varargin{i + 1};
                            else
                                error('DCSubCarrier');
                            end
                        case 'NumGuardSubCarriers'

```

```

    [n, m] = size(varargin{i +
1});
    if(n == 1 && m == 2)
        if((varargin{i + 1}(1) +
varargin{i + 1}(2)) >= obj.NSbuCarrier)
error('NumGuardSubCarriers');
        end
        obj.NumGuardSubCarriers(1)
= varargin{i + 1}(1);
        obj.NumGuardSubCarriers(2)
= varargin{i + 1}(2);
    else
        error('??????? ????? ??????
??? NumGuardSubCarriers');
    end
case 'NumPilotSubCarriers'
    [n, ~] = size(varargin{i +
1});
    if(n > 1)
        error('
NumPilotSubCarriers ');
    end
    obj.NumofPilots = varargin{i
+ 1};
case 'CycPrefixLength'
    obj.CycPrefixLength =
varargin{i + 1};
case 'WindowingLength'
    obj.WindowingLength =
varargin{i + 1};
case 'Windowing'
    if(isa(varargin{i +
1}, 'logical'))
        obj.Windowing = varargin{i
+ 1};
    else
        error(' Windowing');
    end
case 'NumSymbols'
    if(varargin{i + 1} > 0)
        obj.NumSymbols =
varargin{i + 1};

```

```

else
    error('OFDM');
end
case 'PreambleInsert'
    if(isa(varargin{i +
1}, 'logical'))
        obj.PreambleInsert =
varargin{i + 1};
    else
        error(' PreambleInsert');
    end
otherwise
    error('');
end
end
else
    warning('');
end
end

function [OutSignal_t, OutSignal_f] = Modulate(obj,
objTx, InSignal, channel)
    NumTx = objTx.getNumTxAntenna();
    [PosData, PosPilot, PilotData] =
obj.DataAndPilotPos(obj.NumofPilots,
obj.NumGuardSubCarriers, NumTx, obj.NSbuCarrier,
obj.DCSubCarrier, channel.GetNumPath());
%channel.GetNumPath()
    if(obj.PreambleInsert)
        Hpr = comm.PNSequence('Polynomial',[11 2
0], ...
                                'SamplesPerFrame',
obj.NSbuCarrier,...
                                'InitialConditions',[1 1 1 1 1
1 1 1 1 1 1]);
        NumPreamble = ceil(obj.NumSymbols /
obj.PreamblePeriod) ;
    else
        NumPreamble = 0;
    end
    TimeFrameLength = obj.NSbuCarrier +
obj.CycPrefixLength;

```

```

        OutSignal_t =
zeros(obj.NSbuCarrier+obj.CycPrefixLength, obj.NumSymbols,
NumTx);
        OutSignal_f = zeros(obj.NSbuCarrier,
obj.NumSymbols, NumTx);
        SymbolSuffix = zeros(1, obj.CycPrefixLength);
        tempT = zeros(1, obj.NSbuCarrier +
obj.CycPrefixLength);

        for tx = 1 : 1 : NumTx
            SymCount = 1;
            for Nsym = 1 : 1 : obj.NumSymbols +
NumPreamble
                if(mod((Nsym - 1) + obj.PreamblePeriod,
obj.PreamblePeriod) == 0 && obj.PreambleInsert == true)
                    tempF = step(Hpr);
                    tempF = 4/3*2*(0.5-tempF);
                    for l = 1 : 1 : obj.NSbuCarrier/2
                        tempF(l*2) = 0;
                    end
                    OutSignal_f(:, Nsym, tx) =
ifftshift(tempF);
                else
                    OutSignal_f(PosData, Nsym, tx) =
InSignal(:, SymCount, tx);
                    OutSignal_f(PosPilot(tx, :), Nsym,
tx) = PilotData(:, tx);
                    OutSignal_f(:, Nsym, tx) =
ifftshift(OutSignal_f(:, Nsym, tx));
                    SymCount = SymCount + 1;
                end
                tempT(obj.CycPrefixLength+1:end) =
ifft(OutSignal_f(:, Nsym, tx).').* obj.NSbuCarrier;
                tempT(1:obj.CycPrefixLength) =
tempT(end-obj.CycPrefixLength+1:end);

                if(obj.Windowing == true)
                    windowNextSymbol=[0.5*(1-
cos(pi*(0.5:obj.WindowingLength-0.5)/obj.WindowingLength)),
ones(1, obj.CycPrefixLength - obj.WindowingLength)];
                    windowPreviousSymbol=fliplr(windowNextSymbol);

```

```

        SymbolPrefix = tempT(end-
obj.CycPrefixLength+1:end) .* windowNextSymbol +
SymbolSuffix .* windowPreviousSymbol;
        SymbolSuffix =
tempT(obj.CycPrefixLength+1 : obj.CycPrefixLength * 2);
        tempT(1:obj.CycPrefixLength) =
SymbolPrefix;
    else
        tempT(1:obj.CycPrefixLength) =
tempT(end-obj.CycPrefixLength+1:end);
    end
    OutSignal_t(:, Nsym, tx) = tempT.';
end
end
end %Modulate END
function [n] = GetNSym(obj)
    n = obj.NumSymbols;
end%GetNSym EN
function [payload_size] = GetRequireBits(obj)
    payload_size = obj.NSbuCarrier -
obj.DCSubCarrier - obj.NumGuardSubCarriers(1) -
obj.NumGuardSubCarriers(2) - length(obj.NumofPilots);
end %GetRequireBits END
end %Public methods END
methods (Access = private)
    function [PosData, PosPilot, PilotData] =
DataAndPilotPos(obj, NumPilots, NumGuardSubCarriers, NTx,
NSbuCarrier, DCSubCarrier, L)
        LengthPilot = length(NumPilots);
        PosPilot = zeros(NTx, LengthPilot);
        PosData = NumGuardSubCarriers(1) + 1 : 1 :
NSbuCarrier - NumGuardSubCarriers(2);
        for tx = 1 : 1 : NTx
            PosPilot(tx, :) = NumPilots;
            for i = 1 : 1 : LengthPilot
                PosData(PosData == PosPilot(tx, i)) =
[];
            end
        end
end
end

```

Приложение 4. Функция моделирования характеристик канала

```

methods (Access = public)
    % @brief: ?object constructor

```

```

    % @param: varargin - parameters passed to create
the object
    % @retval: Created Object
function obj = MIMOChannel(varargin)
    if nargin > 0
        for i = 1 : 2 : length(varargin)
            switch varargin{i}
                % ***** Channel Model Used *****%
                case 'ChanelModel'
                    if strcmp(varargin{i + 1},
'3GPP')
                        obj.ChanelModel = varargin{i
+ 1};
                    elseif strcmp(varargin{i + 1},
'Wimax')
                        obj.ChanelModel =
varargin{i + 1};
                    else
                        error('Wrong channel
model');
                    end
                    % ***** Script used
*****%
                case 'ScenarioType'
                    if strcmp(varargin{i + 1},
'macrocell') || strcmp(varargin{i + 1}, 'microcell')
                        obj.scenario_type =
varargin{i + 1};
                    else
                        error('Wrong ScenarioType:
macrocell or microcell');
                    end
                    % ***** Number of paths
***** %
                case 'NPath'
                    if varargin{i + 1} > 0
                        obj.NPath = varargin{i +
1};
                    else
                        error('Number of path must
be more than zero');
                    end
                    % ***** Signal Type*****
%

```

```

        case 'Environment_type'
            if strcmp(varargin{i + 1},
'spaceWimax') || strcmp(varargin{i + 1}, 'space')
                obj.environment_type =
varargin{i + 1};
            else
                error('Wrong env type. Type
must be spaceWimax or space');
            end
            % ***** 3GPP rDS Model Parameter
***** %
        case 'rDS'
            if strcmp(obj.ChanelModel,
'3GPP')
                obj.rDS = varargin{i + 1};
            else
                error('Undefined parameter
for select model');
            end
            % **** rAS ***** %
        case 'rAS'
            if strcmp(obj.ChanelModel,
'3GPP')
                obj.rAS = varargin{i + 1};
            else
                error('Undefined parameter
for select model');
            end
            % ***** rSF ***** %
        case 'rSF'
            if strcmp(obj.ChanelModel,
'3GPP')
                obj.rSF = varargin{i + 1};
            else
                error('Undefined parameter
for select model');
            end
            % **** muDS ***** %
        case 'muDS'
            obj.muDS = varargin{i + 1};
            % **** muAS ***** %
        case 'muAS'
            obj.muAS = varargin{i + 1};
            % ***** epsilonDS ***** %

```

```

    case 'epsilonDS'
        obj.epsilonDS = varargin{i +
1};

% **** epsilonAS **** %
    case 'epsilonAS'
        obj.epsilonAS = varargin{i +
1};

% **** rDS_AS **** %
    case 'rDS_AS'
        obj.rDS_AS = varargin{i + 1};
% **** rSF_AS ****%
    case 'rSF_AS'
        obj.rSF_AS = varargin{i + 1};
% **** rSF_DS **** %
    case 'rSF_DS'
        obj.rSF_DS = varargin{i + 1};
% **** sigmaSH **** %
    case 'sigmaSH'
        obj.sigmaSH = varargin{i + 1};
% ***** DS ***** %
    case 'DS'
        obj.DS = varargin{i + 1};
% ***** The presence of a direct
path***** %

    case 'LOS'
        if(islogical(varargin{i + 1}))
            obj.LOS = varargin{i + 1};
        else
            error('Parametr must be
logical');

        end

% ***** Base station cooridans
***** %

    case 'BS_position' %TODO: ????????
        obj.xBS = varargin{i + 1}(1);
        obj.yBS = varargin{i + 1}(2);
        obj.hBS = varargin{i + 1}(3);
% ***** Coordinates of the mobile station ***** %
    case 'MS_position' %TODO: check
        obj.xMS = varargin{i + 1}(1);
        obj.yMS = varargin{i + 1}(2);
        obj.hMS = varargin{i + 1}(3);

```

```

                                % ***** We set the average value
of the radiation angles of signals for the bottom elevation
angle ***** %
                                case 'meanDA_AOD_beta'
                                    fieldName = fieldnames(
obj.meanDA_AOD_beta );
                                    for j = 1 : 1 :
length(varargin{i + 1})
obj.meanDA_AOD_beta.(fieldName{j}) = varargin{i + 1}(j) *
(-1)^(j + 1);
                                    end
                                % ***** We set the average value of the
radiation angles of the signals for the surface elevation
angle ***** %
                                case 'meanUA_AOD_beta'
                                    fieldName = fieldnames(
obj.meanUA_AOD_beta );
                                    for j = 1 : 1 :
length(varargin{i + 1})
obj.meanUA_AOD_beta.(fieldName{j}) = varargin{i + 1}(j) *
(-1)^j;
                                    end
                                % ***** We set the average
value of the angles of arrival of signals for the bottom
elevation angle ***** %
                                case 'meanDA_AOA_beta'
                                    fieldName = fieldnames(
obj.meanDA_AOA_beta );
                                    for j = 1 : 1 :
length(varargin{i + 1})
obj.meanDA_AOA_beta.(fieldName{j}) = varargin{i + 1}(j) *
(-1)^j;
                                    end
                                % ***** We set the average value
of the angles of arrival of signals for the surface
elevation angle ***** %
                                case 'meanUA_AOA_beta'
                                    fieldName = fieldnames(
obj.meanUA_AOA_beta );
                                    for j = 1 : 1 :
length(varargin{i + 1})

```

```

obj.meanUA_AOA_beta.(fieldName{j}) = varargin{i + 1}(j) *
(-1)^(j + 1);
    end
    % **** ??? signal angles for bottom
azimuth **** %
    case 'sigmaDA_AOD_alpha'
        fieldName = fieldnames(
obj.sigmaDA_AOD_alpha );
        for j = 1 : 1 :
length(varargin{i + 1})
obj.sigmaDA_AOD_alpha.(fieldName{j}) = varargin{i + 1}(j);
        end
        % **** ??? signal emission angles
for azimuth surface **** %
        case 'sigmaUA_AOD_alpha'
            fieldName = fieldnames(
obj.sigmaUA_AOD_alpha );
            for j = 1 : 1 :
length(varargin{i + 1})
obj.sigmaUA_AOD_alpha.(fieldName{j}) = varargin{i + 1}(j);
            end
            % **** ??? angles of arrival of the
signal for the bottom azimuth**** %
            case 'sigmaDA_AOA_alpha'
                fieldName = fieldnames(
obj.sigmaDA_AOA_alpha );
                for j = 1 : 1 :
length(varargin{i + 1})
obj.sigmaDA_AOA_alpha.(fieldName{j}) = varargin{i + 1}(j);
                end
                % **** ??? angles of arrival of the signal for the
azimuth surface **** %
                case 'sigmaUA_AOA_alpha'
                    fieldName = fieldnames(
obj.sigmaUA_AOA_alpha );
                    for j = 1 : 1 :
length(varargin{i + 1})
obj.sigmaUA_AOA_alpha.(fieldName{j}) = varargin{i + 1}(j);
                    end

```

```

        % **** ??? signal emission angles
for bottom elevation angle **** %
        case 'sigmaDA_AOD_beta'
            fieldName = fieldnames(
obj.sigmaDA_AOD_beta );
            for j = 1 : 1 :
length(varargin{i + 1})
obj.sigmaDA_AOD_beta.(fieldName{j}) = varargin{i + 1}(j);
            end
        % **** ??? signal emission angles
for surface elevation angle**** %
        case 'sigmaUA_AOD_beta'
            fieldName = fieldnames(
obj.sigmaUA_AOD_beta );
            for j = 1 : 1 :
length(varargin{i + 1})
obj.sigmaUA_AOD_beta.(fieldName{j}) = varargin{i + 1}(j);
            end
        % **** Standard deviation of the
angles of arrival of the signal for the bottom
elevation**** %
        case 'sigmaDA_AOA_beta'
            fieldName = fieldnames(
obj.sigmaDA_AOA_beta );
            for j = 1 : 1 :
length(varargin{i + 1})
obj.sigmaDA_AOA_beta.(fieldName{j}) = varargin{i + 1}(j);
            end
        % **** ??? signal arrival angles
for surface elevation angle **** %
        case 'sigmaUA_AOA_beta'
            fieldName = fieldnames(
obj.sigmaUA_AOA_beta );
            for j = 1 : 1 :
length(varargin{i + 1})
obj.sigmaUA_AOA_beta.(fieldName{j}) = varargin{i + 1}(j);
            end
        % ***** Channel Simulation Time***** %
        case 'Tsim'
            obj.Tsim = varargin{i + 1};

```

```

% *****Channel Simulation Step ***** %
    case 'dtSim'
        obj.dtSim = varargin{i + 1};
% ***** Channel Sampling Rate ***** %
    case 'dt'
        obj.dt = varargin{i + 1};
% ***** BSASOffset ***** %
    case 'BSASOffset'
obj.BSASOffset = varargin{i + 1};
% ***** MSASOffset ***** %
    case 'MSASOffset'
obj.MSASOffset = varargin{i + 1};
% ***** thetaBS ***** %
    case 'thetaBS'
        obj.thetaBS = varargin{i + 1};
% ***** thetaMS ***** %
    case 'thetaMS'
        obj.thetaMS = varargin{i + 1};
% ***** thetaVMs ***** %
    case 'thetaVMs'
        obj.thetaVMs = varargin{i + 1};
% ***** NSubPath ***** %
    case 'NSubPath'
        obj.NSubPath = varargin{i + 1};
% ***** vBS ***** %
    case 'vBS'
        obj.vBS = varargin{i + 1};
% ***** vMS ***** %
    case 'vMS'
        obj.vMS = varargin{i + 1};
% ***** ?????????? ***** %
    case 'S'
        obj.S = varargin{i + 1};
% ***** Wimax temperature***** %

%

    case 'T'
        obj.T = varargin{i + 1};
% ***** sigmaAoD_alpha ***** %
    case 'sigmaAoD_alpha'
        obj.sigmaAoD_alpha = varargin{i
+ 1};

% ***** sigmaAoA_alpha ***** %
    case 'sigmaAoA_alpha'

```

```

        obj.sigmaAoA_alpha = varargin{i
+ 1};
        % ***** sigmaAoD_beta ***** %
        case 'sigmaAoD_beta'
            obj.sigmaAoD_beta = varargin{i
+ 1};
        % ***** sigmaAoA_beta ***** %
        case 'sigmaAoA_beta'
            obj.sigmaAoA_beta = varargin{i
+ 1};
        % **** alpha_gamma_v_BS **** %
        case 'alpha_gamma_v_BS'
            obj.alpha_gamma_v_BS =
varargin{i + 1};
        % **** beta_gamma_v_BS **** %
        case 'beta_gamma_v_BS'
            obj.beta_gamma_v_BS =
varargin{i + 1};
        % **** alpha_gamma_v_MS **** %
        case 'alpha_gamma_v_MS'
            obj.alpha_gamma_v_MS =
varargin{i + 1};
        % **** beta_gamma_v_MS **** %
        case 'beta_gamma_v_MS'
            obj.beta_gamma_v_MS =
varargin{i + 1};
        % **** XLength **** %
        case 'XLength'
            obj.XLength = varargin{i + 1};
        % **** YLength **** %
        case 'YLength'
            obj.YLength = varargin{i + 1};
        % **** HLength **** %
        case 'HLength'
            obj.HLength = varargin{i + 1};
        % **** v ****%
        case 'v'
            obj.v = varargin{i + 1};
        otherwise
            error('Wrong parametr name');
    end %END Switch
end %END for
else
    error('No parameters!');

```

```

        end
    end %End of constructor function

```

Приложение 5. Функция расчета характеристик прямого пути

```

function [decData] = noiselessDecoderHamming(RxBinCode,
NumBits, M, tx)

n = 15;                % Code length
k = 11;                % Message length
l = tx;
RxBinCode = reshape(RxBinCode, 15, 80*1);
decData = zeros(11, 80*1);
for i = 1 : 1 : 80*1
    decData(:, i) = decode(RxBinCode(:, i), n, k ,
'hamming/binary');
end
decData = reshape(decData, NumBits*M - 80*4*1, 1);
function [decData] = noiselessDecoderReedSolomon(RxBinCode,
NumBits, M, tx)
N = 15;                % RS codeword length
K = 11;                % RS message length
l=tx;
RxBinCode = reshape(RxBinCode, NumBits*M, 1);
rsDecoder =
comm.RSDecoder('BitInput',true,'CodewordLength',N,'MessageL
ength',K);
decData = double( rsDecoder(RxBinCode) );
function [encData, data] = noiselessEncoderHamming(NumBits,
M, tx)

n = 15;                % Code length
k = 11;                % Message length
l = tx;
encData = zeros(15, 80*1);
data = zeros(11, 80*1);
for i = 1 : 1 : 80*1
    data(:, i) = randi([0 1],k,1);
    encData(:, i) = encode(data(:, i), n, k ,
'hamming/binary');
end

encData = reshape(encData, NumBits, M);
data = reshape(data, NumBits*M - 80*4*1, 1);

```

```

function [encData, data] =
noiselessEncoderReedSolomon(NumBits, M, tx)

N = 15;           % RS codeword length
K = 11;          % RS message length
l=tx;
rsEncoder =
comm.RSEncoder('BitInput',true,'CodewordLength',N,'MessageL
ength',K);

data = randi([0 1], 880*1, 1);
encData = rsEncoder(data);

encData = reshape(encData, NumBits, M);
data = reshape(data, NumBits*M - 320*1, 1);

% Parameters
T0 = 5;           % Rice coefficient (unitless)
S = 4;           % Number of transmitter antenna
elements
U = 4;           % Number of receiver antenna
elements

ds = 0.5;         % Horizontal spacing at
transmitter (in wavelengths)
hs = 0.5;         % Vertical spacing at transmitter
(in wavelengths)
du = 0.5;         % Horizontal spacing at receiver
(in wavelengths)
hu = 0.5;         % Vertical spacing at receiver (in
wavelengths)

theta_t = pi/6;  % Departure angle (radians),
adaptively selected
theta_r = pi/6;  % Arrival angle (radians),
adaptively selected

lambda = 0.15;   % Wavelength (e.g., corresponds to
2 GHz)
d = 100;         % Distance between transmitter and
receiver (m)

% Antenna Gains (assumed values)
Gt = 10;         % Transmitter gain (linear)
Gr = 8;          % Receiver gain (linear)

```

```

% Path loss model (Free space path loss in linear scale)
Lp = (4 * pi * d / lambda)^2;

% Steering vectors (for completeness - optional in power
formula)
a_t = exp(1j * 2 * pi / lambda * ...
          (ds * (0:S-1)' * sin(theta_t) + hs * (0:S-1)' *
          cos(theta_t)));

a_r = exp(1j * 2 * pi / lambda * ...
          (du * (0:U-1)' * sin(theta_r) + hu * (0:U-1)' *
          cos(theta_r)));

% Compute LOS Return Power
P_LOS = T0 * Gt * Gr / Lp;

% Display result
fprintf('Modified LOS Return Power: %.6f (arbitrary
units)\n', P_LOS);
% @brief: Amplitude Signal Processing Algorithm
% @param:
% @retval:
function [adaptSignal, H, R, V, D, Wopt] =
AmplitudeAdaptation(obj, InSignal, objTx, objRx, objSignal,
objChannel, H1)

if(objRx.getNumRxAntenna()/objRx.getNumBlockRxAntenna() ~=
objTx.getNumTxAntenna())
    error('Wrong antennas parameters');
end

NTx = objTx.getNumTxAntenna();
NRx = objRx.getNumRxAntenna();

[dMS_hor, dMS_ver] = objRx.GetAPSpace();

RxN = NRx / objRx.getNumBlockRxAntenna(); %
Number of MIMO Antennas
obj.nBlock = objRx.getNumBlockRxAntenna();
%Number of blocks to adapt

%We calculate the phase shifts for the
formation of DN

```

```

        alpha_07 = 51 *
objSignal.getLambda(objChannel) / obj.nBlock /
(objSignal.getLambda(objChannel)*dMS_hor); %????? ?? ??
????? 0,7
%         alpha_07 = 15;

obj.dAlpha = zeros(1, obj.nDn);
% Determine the angles of deviation
if(obj.nDn / 2 ~= int32(obj.nDn / 2))
    AngleOffset = -alpha_07*obj.nDn/2 + (-
alpha_07/2) : alpha_07 : alpha_07*obj.nDn/2 + alpha_07/2;
    obj.dAlpha = AngleOffset(2:end-1);
else
    AngleOffset = -alpha_07*obj.nDn/2 + (-
alpha_07/2) : alpha_07 : alpha_07*obj.nDn/2 + alpha_07/2;
    obj.dAlpha = AngleOffset(2:end-1);
end

%We calculate the signal at the output of the
antenna
%         InSignal = InSignal.';
v_dn = zeros(obj.nDn, RxN, obj.nBlock);
adapt_signal = zeros(length(InSignal), 1, RxN,
obj.nDn);
    for sym = 1 : 1 : 1
        for rx = 1 : 1 : RxN
            for dn = 1 : 1 : obj.nDn
                for n = 1 : 1 : obj.nBlock
                    dFi = 2 * pi * dMS_hor *
sind(obj.dAlpha(dn));
                    %         adapt_signal(:, rx, dn) =
adapt_signal(:, rx, dn) + real( hilbert(InSignal(:,
obj.nBlock * (rx - 1) + n) ) * ...
                    %         (exp(-
1i*(n - 1) * dFi)) );
                    adapt_signal(:, sym, rx, dn) =
adapt_signal(:, sym, rx, dn) + (InSignal(:, sym, obj.nBlock
* (rx - 1) + n) ) * ...
(exp(1i*(n - 1) * dFi));
                    v_dn(dn, rx, n) = exp(1i*(n -
1) * dFi);

```

```

        %                                adapt_signal(:, rx, dn) =
InSignal(:, dn);
    end
end
end
end

%Correlation matrix
R = zeros(obj.nDn, obj.nDn, 1, RxN);
for sym = 1 : 1 : 1
    for rx = 1 : 1 : RxN
        for m = 1 : 1 : obj.nDn % line by line
            for n = 1 : 1 : obj.nDn % by
columns
                R(m, n, sym, rx) =
sum(adapt_signal(:, sym, rx, m) .* conj(adapt_signal(:,
sym, rx, n))) / length(adapt_signal(:, sym, rx, 1));
            end
        end
    end
end

V = zeros(obj.nDn, obj.nDn, 1, RxN);
D = zeros(obj.nDn, obj.nDn, 1, RxN);
W = zeros(obj.nDn, obj.nDn, 1, RxN);
%We calculate the eigenvalues and eigenvectors
for sym = 1 : 1 : 1
    for rx = 1 : 1 : RxN
        [V(:, :, sym, rx), D(:, :, sym, rx),
W(:, :, sym, rx)] = eig(R(:, :, sym, rx));
    end
end

Wopt = zeros(obj.nDn, RxN);
adaptSignal = zeros(length(adapt_signal(:, 1)),
1, RxN);
for sym = 1 : 1 : 1
    for i = 1 : 1 : length(adapt_signal(:, 1, 1))
        for rx = 1 : 1 : RxN

[maxlambda, n_lambda] = max(max(squeeze(D(:, :, sym, rx))));
            % w_max = V(:, n_lambda, sym,
rx) / norm(V(:, n_lambda, sym, rx));

```

```

                                w_max = [0.0753528638453188 +
0.128672456131447i;0.0812985423703117 + +
0.0649923554523059i;0.467917023565094 +
0.142106699749944i;-0.721780955389794 +
0.0379462261188079i;0.323666089114255 + 0.000000000000000i];
                                Wopt(:, rx) = w_max;
                                adaptSignal(i, sym, rx) =
squeeze(adapt_signal(i, sym, rx, :)).' * w_max;
                                %                               for dn = 1 : 1 : obj.nDn
                                %                               adaptSignal(:, rx) =
adaptSignal(:, rx) + adapt_signal(:, rx, dn) .* V(dn,
I_col, rx);
                                %                               adaptSignal(:, sym, rx) =
squeeze(adapt_signal(:, sym, rx, :)) * squeeze(V(:, I_col,
sym, rx));
                                %
obj.viewAdaptationDn(objSignal, objChannel, dAlpha,
squeeze(V(:, I_col, sym, rx)));
                                %                               end
                                end
                                end
                                end

                                H = zeros(RxN, NTx, 1);
                                for sym = 1 : 1 : 1
                                    for rx = 1 : 1 : RxN
                                        for tx = 1 : 1 : NTx

[maxlambda, n_lambda]=max(max(squeeze(D(:, :, sym, rx))));
                                %                               w_max = V(:, n_lambda, sym,
rx)/norm(V(:, n_lambda, sym, rx));
                                w_max = [0.0753528638453188 +
0.128672456131447i;0.0812985423703117 +
0.146280391589463i;-0.173943993331980 +
0.0427541985596265i;-0.184172778824965 +
0.113727146474085i;0.0169695658945625 +
0.0649923554523059i;0.467917023565094 +
0.142106699749944i;-0.721780955389794 +
0.0379462261188079i;0.323666089114255 + 0.000000000000000i];
                                Hdn = H1((rx-1) * obj.nBlock + 1 :
rx * obj.nBlock, tx, sym);
                                Hv = zeros(1, obj.nBlock);
                                for n = 1 : 1 : obj.nDn

```

```

rx, :));
                                Hv(n) = Hdn.' * squeeze(v_dn(n,
                                end
                                H(rx, tx, sym) = Hv * w_max;
                                end
                                end
                                end
                                R = squeeze(R);
                                V = squeeze(V);
                                D = squeeze(D);
%                                theta = -pi/2:pi/100:pi/2 - pi/100; F =
DN(theta, 15.3)*V(1,2,2) + DN(theta, -15.3)*V(2,2,2);
figure; polar(theta, abs(F));
                                end %AmplitudeAdaptation

                                % @brief: Phase Signal Processing Algorithm
                                % @param:
                                % @retval:
                                function [adaptSignal, H, R, V, D, Wopt] =
PhaseAdaptation(obj, InSignal, objTx, objRx, objSignal,
objChannel, H1)

if(objRx.getNumRxAntenna()/objRx.getNumBlockRxAntenna() ~=
objTx.getNumTxAntenna())
                                error('Wrong antennas parameters');
                                end

                                NTx = objTx.getNumTxAntenna();
                                NRx = objRx.getNumRxAntenna();

                                RxN = NRx / objRx.getNumBlockRxAntenna(); %
Number of MIMO Antennas
                                RxNblock = objRx.getNumBlockRxAntenna();
%Number of blocks to adapt

                                %Correlation matrix
                                R = zeros(RxNblock, RxNblock, 1, RxN);
                                for rx = 1 : 1 : RxN
                                    for sym = 1 : 1 : 1
                                        Rsum = 0;
                                        for i = 1 : 1 : length(InSignal(:,1,1))
                                            Rsum = Rsum +
conj(squeeze(InSignal(i, sym, (rx-1)*RxNblock + 1 :

```

```

rx*RxNblock))) * squeeze(InSignal(i, sym, (rx-1)*RxNblock +
1 : rx*RxNblock)).';
        end
        R(:, :, sym, rx) = Rsum/i;
    end
end

V = zeros(RxNblock, RxNblock, 1, NRx);
D = zeros(RxNblock, RxNblock, 1, NRx);
W = zeros(RxNblock, RxNblock, 1, NRx);
%We calculate the eigenvalues and eigenvectors
for sym = 1 : 1 : 1
    for rx = 1 : 1 : RxN
        [V(:, :, sym, rx), D(:, :, sym, rx)] =
eig(R(:, :, sym, rx));
    end
end

Wopt = zeros(RxNblock, RxN);
adaptSignal = zeros(length(InSignal(:, 1, 1)),
1, RxN);
    for sym = 1 : 1 : 1
        for i = 1 : 1 : length(InSignal(:,1,1))
            for rx = 1 : 1 : RxN

[maxlambda,n_lambda]=max(max(squeeze(D(:, :, sym, rx))));
                w_max = V(:, n_lambda, sym,
rx)/norm(V(:, n_lambda, sym, rx));
                Wopt(:, rx) = w_max;
                adaptSignal(i, sym, rx) =
squeeze(InSignal(i, sym, (rx-1)*RxNblock + 1 :
rx*RxNblock)).' * w_max;
            end
        end
    end

H = zeros(RxN, NTx, 1);
for sym = 1 : 1 : 1
    for rx = 1 : 1 : RxN
        for tx = 1 : 1 : NTx

[maxlambda,n_lambda]=max(max(squeeze(D(:, :, sym, rx))));
                w_max = V(:, n_lambda, sym,
rx)/norm(V(:, n_lambda, sym, rx));

```

```

        H(rx, tx, sym) = Hl((rx-1)*RxNblock
+ 1 : rx*RxNblock, tx, sym).' * w_max;
        end
    end
end

R = squeeze(R);
V = squeeze(V);
D = squeeze(D);
end %PhaseAdaptation
% @brief: Calculates DN by the formula (does not
take into account beam expansion)
% @param:
% @retval:
function [F] = CalcDn(obj, theta, angle_offset,
objRx, objSignal, objChannel)
    N = objRx.getNumBlockRxAntenna();
    lamda = objSignal.getLambda(objChannel);
    [dMS_hor, dMS_ver] = objRx.GetAPSpace();
    d = dMS_hor * lamda;
    beta = 2*pi/lamda;
    ksi = beta*d.*(sind(theta - angle_offset));
    F = sin(N*ksi/2)./(N*sin(ksi/2));
end %CalcDn END

end

```

Приложение 6. Функция расчета характеристик обратной связи

```

% Parameters
T0 = 5; % Rice coefficient (unitless)
S = 4; % Number of transmitter antenna
elements
U = 4; % Number of receiver antenna
elements

ds = 0.5; % Horizontal spacing at
transmitter (in wavelengths)
hs = 0.5; % Vertical spacing at transmitter
(in wavelengths)
du = 0.5; % Horizontal spacing at receiver
(in wavelengths)
hu = 0.5; % Vertical spacing at receiver (in
wavelengths)

```

```

theta_t = pi/6;           % Departure angle (radians),
adaptively selected
theta_r = pi/6;           % Arrival angle (radians),
adaptively selected

lambda = 0.15;           % Wavelength (e.g., corresponds to
2 GHz)
d = 100;                  % Distance between transmitter and
receiver (m)

% Antenna Gains (assumed values)
Gt = 10;                  % Transmitter gain (linear)
Gr = 8;                   % Receiver gain (linear)

% Path loss model (Free space path loss in linear scale)
Lp = (4 * pi * d / lambda)^2;

% Steering vectors (for completeness - optional in power
formula)
a_t = exp(1j * 2 * pi / lambda * ...
          (ds * (0:S-1)' * sin(theta_t) + hs * (0:S-1)' *
          cos(theta_t)));

a_r = exp(1j * 2 * pi / lambda * ...
          (du * (0:U-1)' * sin(theta_r) + hu * (0:U-1)' *
          cos(theta_r)));

% Compute LOS Return Power
P_LOS = T0 * Gt * Gr / Lp;

% Display result
fprintf('Modified LOS Return Power: %.6f (arbitrary
units)\n', P_LOS);
    % @brief: Amplitude Signal Processing Algorithm
    % @param:
    % @retval:
    function [adaptSignal, H, R, V, D, Wopt] =
AmplitudeAdaptation(obj, InSignal, objTx, objRx, objSignal,
objChannel, H1)

if(objRx.getNumRxAntenna()/objRx.getNumBlockRxAntenna() ~=
objTx.getNumTxAntenna())
    error('Wrong antennas parameters');
end

```

```

NTx = objTx.getNumTxAntenna();
NRx = objRx.getNumRxAntenna();

[dMS_hor, dMS_ver] = objRx.GetAPSpace();

RxN = NRx / objRx.getNumBlockRxAntenna(); %
Number of MIMO Antennas
obj.nBlock = objRx.getNumBlockRxAntenna();
%Number of blocks to adapt

    %We calculate the phase shifts for the
formation of DN
    alpha_07 = 51 *
objSignal.getLambda(objChannel) / obj.nBlock /
(objSignal.getLambda(objChannel)*dMS_hor); %????? ?? ??
?????? 0,7
%         alpha_07 = 15;

obj.dAlpha = zeros(1, obj.nDn);
% Determine the angles of deviation
if(obj.nDn / 2 ~= int32(obj.nDn / 2))
    AngleOffset = -alpha_07*obj.nDn/2 + (-
alpha_07/2) : alpha_07 : alpha_07*obj.nDn/2 + alpha_07/2;
    obj.dAlpha = AngleOffset(2:end-1);
else
    AngleOffset = -alpha_07*obj.nDn/2 + (-
alpha_07/2) : alpha_07 : alpha_07*obj.nDn/2 + alpha_07/2;
    obj.dAlpha = AngleOffset(2:end-1);
end

    %We calculate the signal at the output of the
antenna
%         InSignal = InSignal.';
v_dn = zeros(obj.nDn, RxN, obj.nBlock);
adapt_signal = zeros(length(InSignal), 1, RxN,
obj.nDn);
for sym = 1 : 1 : 1
    for rx = 1 : 1 : RxN
        for dn = 1 : 1 : obj.nDn
            for n = 1 : 1 : obj.nBlock
                dFi = 2 * pi * dMS_hor *
sind(obj.dAlpha(dn));

```

```

        %                                adapt_signal(:, rx, dn) =
adapt_signal(:, rx, dn) + real( hilbert(InSignal(:,
obj.nBlock * (rx - 1) + n) ) * ...
        %                                (exp(-
1i*(n - 1) * dFi)) );
                                adapt_signal(:, sym, rx, dn) =
adapt_signal(:, sym, rx, dn) + (InSignal(:, sym, obj.nBlock
* (rx - 1) + n) ) * ...
(exp(1i*(n - 1) * dFi));
                                v_dn(dn, rx, n) = exp(1i*(n -
1) * dFi);
        %                                adapt_signal(:, rx, dn) =
InSignal(:, dn);
                                end
                                end
                                end
                                end

%Correlation matrix
R = zeros(obj.nDn, obj.nDn, 1, RxN);
for sym = 1 : 1 : 1
    for rx = 1 : 1 : RxN
        for m = 1 : 1 : obj.nDn % line by line
            for n = 1 : 1 : obj.nDn % by
columns
                R(m, n, sym, rx) =
sum(adapt_signal(:, sym, rx, m) .* conj(adapt_signal(:,
sym, rx, n))) / length(adapt_signal(:, sym, rx, 1));
            end
        end
    end
end

V = zeros(obj.nDn, obj.nDn, 1, RxN);
D = zeros(obj.nDn, obj.nDn, 1, RxN);
W = zeros(obj.nDn, obj.nDn, 1, RxN);
%We calculate the eigenvalues and eigenvectors
for sym = 1 : 1 : 1
    for rx = 1 : 1 : RxN
        [V(:, :, sym, rx), D(:, :, sym, rx),
W(:, :, sym, rx)] = eig(R(:, :, sym, rx));
    end
end
end

```

```

        Wopt = zeros(obj.nDn, RxN);
        adaptSignal = zeros(length(adapt_signal(:, 1)),
1, RxN);
        for sym = 1 : 1 : 1
            for i = 1 : 1 : length(adapt_signal(:,1,1))
                for rx = 1 : 1 : RxN

[maxlambda,n_lambda]=max(max(squeeze(D(:, :, sym, rx))));
                    % w_max = V(:, n_lambda, sym,
rx)/norm(V(:, n_lambda, sym, rx));
                    w_max = [0.0753528638453188 +
0.128672456131447i;0.0812985423703117 +
0.146280391589463i;-0.173943993331980 +
0.0427541985596265i;-0.184172778824965 +
0.113727146474085i;0.0169695658945625 +
0.0649923554523059i;0.467917023565094 +
0.142106699749944i;-0.721780955389794 +
0.0379462261188079i;0.323666089114255 + 0.000000000000000i];
                    Wopt(:, rx) = w_max;
                    adaptSignal(i, sym, rx) =
squeeze(adapt_signal(i, sym, rx, :)).' * w_max;
                    % for dn = 1 : 1 : obj.nDn
                    % adaptSignal(:, rx) =
adaptSignal(:, rx) + adapt_signal(:, rx, dn) .* V(dn,
I_col, rx);
                    % adaptSignal(:, sym, rx) =
squeeze(adapt_signal(:, sym, rx, :)) * squeeze(V(:, I_col,
sym, rx));
                    %
obj.viewAdaptationDn(objSignal, objChannel, dAlpha,
squeeze(V(:, I_col, sym, rx)));
                    % end
                end
            end
        end

        H = zeros(RxN, NTx, 1);
        for sym = 1 : 1 : 1
            for rx = 1 : 1 : RxN
                for tx = 1 : 1 : NTx

[maxlambda,n_lambda]=max(max(squeeze(D(:, :, sym, rx))));

```

```

        %      w_max = V(:, n_lambda, sym,
rx)/norm(V(:, n_lambda, sym, rx));
        w_max = [0.0753528638453188 +
0.128672456131447i;0.0812985423703117 +
0.146280391589463i;-0.173943993331980 +
0.0427541985596265i;-0.184172778824965 +
0.113727146474085i;0.0169695658945625 +
0.0649923554523059i;0.467917023565094 +
0.142106699749944i;-0.721780955389794 +
0.0379462261188079i;0.323666089114255 + 0.000000000000000i];
        Hdn = Hl((rx-1) * obj.nBlock + 1 :
rx * obj.nBlock, tx, sym);
        Hv = zeros(1, obj.nBlock);
        for n = 1 : 1 : obj.nDn
            Hv(n) = Hdn.' * squeeze(v_dn(n,
rx, :));
        end
        H(rx, tx, sym) = Hv * w_max;
    end
end
end

R = squeeze(R);
V = squeeze(V);
D = squeeze(D);
%      theta = -pi/2:pi/100:pi/2 - pi/100; F =
DN(theta, 15.3)*V(1,2,2) + DN(theta, -15.3)*V(2,2,2);
figure; polar(theta, abs(F));
end %AmplitudeAdaptation

% @brief: Phase Signal Processing Algorithm
% @param:
% @retval:
function [adaptSignal, H, R, V, D, Wopt] =
PhaseAdaptation(obj, InSignal, objTx, objRx, objSignal,
objChannel, Hl)

if(objRx.getNumRxAntenna()/objRx.getNumBlockRxAntenna() ~=
objTx.getNumTxAntenna())
    error('Wrong antennas parameters');
end

NTx = objTx.getNumTxAntenna();
NRx = objRx.getNumRxAntenna();

```

```

        RxN = NRx / objRx.getNumBlockRxAntenna(); %
Number of MIMO Antennas
        RxNblock = objRx.getNumBlockRxAntenna();
%Number of blocks to adapt

        %Correlation matrix
        R = zeros(RxNblock, RxNblock, 1, RxN);
        for rx = 1 : 1 : RxN
            for sym = 1 : 1 : 1
                Rsum = 0;
                for i = 1 : 1 : length(InSignal(:,1,1))
                    Rsum = Rsum +
conj(squeeze(InSignal(i, sym, (rx-1)*RxNblock + 1 :
rx*RxNblock))) * squeeze(InSignal(i, sym, (rx-1)*RxNblock +
1 : rx*RxNblock)).';
                end
                R(:, :, sym, rx) = Rsum/i;
            end
        end

        V = zeros(RxNblock, RxNblock, 1, NRx);
        D = zeros(RxNblock, RxNblock, 1, NRx);
        W = zeros(RxNblock, RxNblock, 1, NRx);
        %We calculate the eigenvalues and eigenvectors
        for sym = 1 : 1 : 1
            for rx = 1 : 1 : RxN
                [V(:, :, sym, rx), D(:, :, sym, rx)] =
eig(R(:, :, sym, rx));
            end
        end

        Wopt = zeros(RxNblock, RxN);
        adaptSignal = zeros(length(InSignal(:, 1, 1)),
1, RxN);
        for sym = 1 : 1 : 1
            for i = 1 : 1 : length(InSignal(:,1,1))
                for rx = 1 : 1 : RxN

[maxlambda, n_lambda]=max(max(squeeze(D(:, :, sym, rx))));
                    w_max = V(:, n_lambda, sym,
rx)/norm(V(:, n_lambda, sym, rx));
                    Wopt(:, rx) = w_max;
                end
            end
        end

```

```

                                adaptSignal(i, sym, rx) =
squeeze(InSignal(i, sym, (rx-1)*RxNblock + 1 :
rx*RxNblock)).' * w_max;
                                end
                                end
                                end

                                H = zeros(RxN, NTx, 1);
                                for sym = 1 : 1 : 1
                                    for rx = 1 : 1 : RxN
                                        for tx = 1 : 1 : NTx

[maxlambda, n_lambda]=max(max(squeeze(D(:, :, sym, rx))));
                                w_max = V(:, n_lambda, sym,
rx)/norm(V(:, n_lambda, sym, rx));
                                H(rx, tx, sym) = Hl((rx-1)*RxNblock
+ 1 : rx*RxNblock, tx, sym).' * w_max;
                                end
                                    end
                                end

                                R = squeeze(R);
                                V = squeeze(V);
                                D = squeeze(D);
                                end %PhaseAdaptation

                                % @brief: Calculates DN by the formula (does not
                                take into account beam expansion)
                                % @param:
                                % @retval:
                                function [F] = CalcDn(obj, theta, angle_offset,
                                objRx, objSignal, objChannel)
                                    N = objRx.getNumBlockRxAntenna();
                                    lamda = objSignal.getLambda(objChannel);
                                    [dMS_hor, dMS_ver] = objRx.GetAPSpace();
                                    d = dMS_hor * lamda;
                                    beta = 2*pi/lamda;
                                    ksi = beta*d.*(sind(theta - angle_offset));
                                    F = sin(N*ksi/2)./(N*sin(ksi/2));
                                end %CalcDn END

```

Приложение 7. Акт о внедрении в научную работу проекта РНФ

УТВЕРЖДАЮ

И.о. директора Института радиотехнических систем и
управления ФГАОУ ВО «Южный федеральный
университет»

А.А. Федотов

2025 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Аль-Мусави Висам Мохаммедтаки М Джавад «Адаптивный алгоритм обработки пространственно-временных сигналов в ММО-системе радиосвязи для базовой и мобильной станций», в научной работе проекта Российского научного фонда РНФ № 22-29-01389 от 21.12.2021 г. (вн. №РНФ/22-04-РТ)

Комиссия в составе председателя – профессора В.П. Федосова (научный руководитель НИР), и членов комиссии к.т.н., доцента А.М. Пилипенко и к.т.н., доцента С.В. Кучерявенко рассмотрела научные и практические результаты диссертационной работы Аль-Мусави Висам Мохаммедтаки М Джавад.

Настоящим актом комиссия подтверждает, что в научной работе проекта Российского научного фонда РНФ № 22-29-01389 от 21.12.2021 г. (вн. №РНФ/22-04-РТ) используются следующие результаты, полученные в диссертации Аль-Мусави Висам Мохаммедтаки М Джавад:

- алгоритм адаптации формирования пространственных характеристик направленности, адаптированный к системам связи на основе антенной решетки;
- разработанная программа и алгоритм моделирования системы;
- математическая модель модифицированного канала при использовании OFDM-ММО-принципов модуляции для городских условий использования системы при многочисленном пере отражений сигналов в канале связи.

Методы обработки сигналов и разработанный адаптивный алгоритм, позволяют повысить спектральную эффективность и снизить вероятность битовой ошибки в системах беспроводной связи, что является практическим применением для исследований в научной работе проекта Российского научного фонда.

Научный руководитель проекта РНФ
РНФ № 22-29-01389 от 21.12.2021 г. (вн. №РНФ/22-04-РТ)

д.т.н., профессор

В.П. Федосов

Члены комиссии:
к.т.н., доцент

А.М. Пилипенко

к.т.н., доцент

С.В. Кучерявенко

Приложение 8. Акт о внедрении в учебную работу кафедры ТОР ИРТСУ

УТВЕРЖДАЮ

И.о. директора Института радиотехнических систем и
управления ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет»

_____ А.А. Федотов
09 2025 г.



о внедрении результатов диссертационной работы Аль-Мусави Висам Мохаммедтаки М Джавад «Адаптивный алгоритм обработки пространственно-временных сигналов в ММО-системе радиосвязи для базовой и мобильной станций», в учебный процесс Института радиотехнических систем и управления ФГАОУ ВО «Южного федерального университета»

Комиссия в составе заместителя директора ИРТСУ по учебной работе доцента Н.Н. Кисель (председатель), зав. кафедрой теоретических основ радиотехники А.М. Пилипенко, доцента С.В. Кучерявенко рассмотрела диссертационную работу Аль-Мусави Висам Мохаммедтаки М Джавад «Адаптивный алгоритм обработки пространственно-временных сигналов в ММО-системе радиосвязи для базовой и мобильной станций» и составила настоящий акт о том, что результаты, полученные в представленной диссертационной работе, используются в учебном процессе кафедры теоретических основ радиотехники ИРТСУ ЮФУ в дисциплинах «Системы, сети и устройства телекоммуникаций», «Электроника, радиотехника и системы связи», «Статистическая радиотехника», «Обработка пространственно-временных сигналов», «Современные алгоритмы обработки пространственно-временных сигналов в сетях связи следующего поколения» «Сети фиксированной и мобильной связи», «Мультисервисные сети связи и системы коммутации» при подготовке магистров и аспирантов.

Предметом внедрения являются:

- адаптивный алгоритм формирования пространственных характеристик направленности, адаптированный к системам связи на основе антенной решетки;
- интеграция кодов Рида-Соломона с пространственно-временным кодированием в алгоритм формирования пространственных характеристик направленности;
- программная реализация формирования пространственных характеристик направленности, адаптированный к системам связи на основе антенной решетки в виде приложения, разработанного в среде MatLAB.

Результаты, полученные Аль-Мусави Висам Мохаммедтаки М Джавад, используются при усвоении магистрантами и аспирантами знаний и навыков теории и практики разработки современных алгоритмов обработки сигналов.

Внедрение результатов диссертационной работы рассмотрены на заседании Учено-методического совета ИРТСУ ЮФУ. Членов совета 15 чел., присутствовало на заседании 9 чел. Результат голосования: «за» - 9 чел., «против» - 0 чел., «воздержалось» - 0 чел., протокол № 13 от 05.09.2025 г.

Председатель комиссии
заместитель директора
ИРТСУ по учебной работе
к.т.н., доцент

Члены комиссии
к.т.н., доцент
к.т.н., доцент

 Н.Н. Кисель
 А.М. Пилипенко
 С.В. Кучерявенко