

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



На правах рукописи

Джамил Джалил Садун Джамил

**АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ПЕРЕДАЧИ
ИЗОБРАЖЕНИЙ ПО БЕСПРОВОДНОЙ ЛИНИИ
СВЯЗИ НА ОСНОВЕ МІМО-ПРИНЦИПА**

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

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
д.т.н., профессор
Валентин Петрович Федосов

Таганрог 2023

Оглавление

СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ, СОКРАЩЕНИЙ И АББРЕВИАТУР	4
ВВЕДЕНИЕ	5
1. АНАЛИЗ ЛИТЕРАТУРЫ И ОБЗОР СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ	13
1.1. Назначение систем беспроводной связи	13
1.2. Система WiMAX.....	14
1.3. Принципы построения систем связи	18
1.4. Ортогональное частотное мультиплексирование	20
1.5. Технология пространственного кодирования MIMO	24
1.6. Адаптивная обработка сигналов	28
1.7. Выводы.....	29
2. КАНАЛ WiMAX, МОДЕЛИ СИГНАЛОВ, ПОМЕХ И ШУМОВ	31
2.1. Беспроводной канал связи.....	31
2.2. Описание моделей сигналов, помех и шумов, используемых при разработке и исследовании алгоритма	39
2.3. Использование пространственно-временной обработки для передачи по каналу связи	42
2.4. Модели помех	45
2.5. Выводы.....	49
3. АЛГОРИТМЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ ТРЕХМЕРНЫХ БЕСПРОВОДНЫХ КАНАЛОВ С МНОЖЕСТВЕННЫМИ ПЕРЕОТРАЖЕНИЯМИ.....	51
3.1. Особенности алгоритмов передачи изображения.....	51
3.2. Схематическое изображение передающей и приемной систем связи ...	52
3.3. Разработка алгоритма моделирования системы связи.....	57
3.4. Разработка адаптивного алгоритма обработки сигналов	62
3.5. Выводы.....	67
4. МОДЕЛИРОВАНИЕ АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗРАБОТАНОГО АЛГОРИТМА ПЕРЕДАЧИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПО БЕСПРОВОДНОМУ КАНАЛУ СВЯЗИ.....	69
4.1. Описание условий моделирования беспроводного канала	69

4.2. Моделирование системы беспроводной связи.....	71
4.3. Моделирование адаптивного алгоритма в системе беспроводной связи	79
4.4. Передача изображений по беспроводному каналу связи	87
4.5. Выводы.....	100
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	102
Литература	103
ПРИЛОЖЕНИЯ	119

СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ, СОКРАЩЕНИЙ И АББРЕВИАТУР

Wi-Fi – Wireless Fidelity

WiMAX - Worldwide Interoperability for Microwave Access

LTE – Long-Term Evolution

WAVE – беспроводной доступ в автомобильной среде

BS – Base Station

MIMO - Multiple Input Multiple Output

VoIP – Voice Over Internet Protocol

OFDM – Orthogonal Frequency-Division Multiplexing

QAM – Quadrature Amplitude Modulation

BPSK – Binary Phase-Shift Keying

QPSK – Quadrature Phase Shift Keying

BER – Bit Error Rate

ISI – Inter Symbol Interference

МСИ – Межсимвольные искажения

APs – Access points

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Системы беспроводной передачи данных уже стали неотъемлемой частью современного общества. За последние несколько десятилетий беспроводная связь стала одной из самых быстрорастущих и активно развивающихся отраслей. На это повлияло бурное развитие микроэлектроники и появление быстродействующих цифровых процессоров, которые позволяют выполнять сложные алгоритмы обработки сигналов в реальном времени. Основными критериями эффективности беспроводных систем является скорость передаваемой информации. Однако недостаточно только обеспечить высокую пропускную способность необходимо также позаботиться о качестве передаваемой информации. Например, искажение сигнала при передаче аудио/видео, а также изображений может существенно сказаться на восприятии информации.

В настоящее время существует множество технологий беспроводной связи, которые нашли массовое применение. Например, мобильная связь [1, 2], беспроводные технологии для локальных сетей на основе стандарта 802.11 [3], среди которых одним из перспективных, с точки зрения пропускной способности является стандарт на основе технологии MIMO 802.11n. В то время как технология WI-FI используется для построения сетей с небольшой дальностью действия, существует технология WiMax [4, 5], которая используется для построения беспроводных сетей на больших расстояниях.

Основной проблемой для беспроводных сетей, в отличие от проводных, является сложный характер распространения сигналов в среде, которых сильно зависит от конкретной местности. Различные промышленные помехи в совокупности с многопутным распространением сигнала, движением мобильной станции относительно базовой усложняют функционирование беспроводной аппаратуры и сильно влияют на пропускную способность

канала. Рассмотрим для примера беспроводную технологию WiMAX, которая рассчитана на передачу информации на большие расстояния и обеспечивает большую площадь покрытия. В качестве примера будем рассматривать передачу изображений по каналу связи. В системах WiMAX для модуляции сигналов используется технология OFDM, которая показала свою эффективность передачи информации в условиях среды с замираниями сигналов, за счет разбиения полосы частот сигнала, на множество поднесущих с медленно меняющимися параметрами. Также WiMAX использует технологию пространственного кодирования MIMO для повышения помехоустойчивости и пропускной способности канала.

В исследование проблем системам беспроводной связи WiMAX внесли свой вклад следующие ученые: В. С. Сюваткин, В. И. Есипенко, В. В. Крылов, В. В. Вишневский, Л. Нуайми, К. Фазель, С. Кайзер.

По всему миру существует множество компаний, которые занимаются разработкой телекоммуникационного оборудования. Например, на территории России к таким компаниям можно отнести: АО «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь» [6], Российский научно-исследовательский институт радио имени М.И. Кривошеева (ФГБУ НИИ Радио) [7], АО «Росэлектроника» [8] и другие. Среди зарубежных компаний можно выделить крупнейших поставщиков телекоммуникационного оборудования, таких как: Nokia, Ericsson и Huawei.

Передача изображений по беспроводному каналу связи является актуальным вопросом, что отражено в ряде публикаций. Например, в статьях [9-12] авторы рассматривают передачу изображений в беспроводном канале SISO с применением технологии OFDM. В статьях [13, 14] рассматривается передача изображений в системах MIMO-OFDM, включая системы связи 5G [2, 15]. Основным недостатком представленных работ является то, что

авторы в основном используют в качестве среды передачи канал с аддитивным гауссовским шумом, который сильно отличается от реального канала связи особенно в условиях плотной городской застройки. Кроме того, авторы не применяют алгоритмы пространственной фильтрации сигналов для борьбы с переотражениями, которые попадают в приемную антенную систему с различной задержкой, амплитудными и фазовыми искажениями, а также угловыми координатами в условиях априорной неопределенности. Адаптивный подход пространственной фильтрации существенно может снизить искажения сигналов при многопутном распространении путем формирования характеристики направленности согласно заданному алгоритму. Такой подход позволяет выделить только один путь, по которому приходит полезный сигнал, тем самым существенно снижает интерференцию и искажение сигналов в приемнике.

ЦЕЛЬ РАБОТЫ. это повышение пропускной способности, снижение вероятности битовой ошибки, а также среднеквадратического значения ошибки яркости и цветности при передаче изображений в канале радиосвязи с многочисленными переотражениями путем разработки адаптивного алгоритма с пространственной обработкой сигналов.

Для достижения этой цели в диссертации были поставлены и решены следующие ЗАДАЧИ:

1. Разработка адаптивного алгоритма формирования характеристики направленности приемной антенны, для пространственной фильтрации сигналов в среде с переотражениями.
2. Разработка модели системы связи на основе MIMO-OFDM с применением адаптивного алгоритма.

3. Разработка многопутной модели среды распространения сигналов системы WiMAX для исследования адаптивного алгоритма обработки изображений.

4. Моделирование предложенной модели и разработанных адаптивных алгоритмов в составе системы.

5. Оценка эффективности предложенного адаптивного алгоритма путем моделирования передачи различных сигналов и изображений.

Методы исследования : Теория матричного анализа и линейной алгебры, теория пространственно-временной обработки сигналов на выходах антенной решетки и компьютерное моделирование.

Научная новизна работы:

1. Для систем связи на основе антенной решетки модернизирован адаптивный алгоритм формирования пространственных характеристик направленности на основе взвешенной обработки сигнала изображений с выхода антенной решетки. Данный алгоритм позволяет снизить вероятность битовой ошибки и как следствие повышает спектральную эффективность использования выделенной полосы сигнала.

2. Модифицирована трехмерная модель канала WiMAX для воздушной среды распространения сигналов, которая позволяет учитывать геометрическую конфигурацию антенной системы, возможность перемещения приемника, а также различные объекты, от которых может отражаться сигналы изображений.

3. Предложено использовать пространственные методы обработки сигналов на основе антенных решеток и мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов, что в совокупности с предложенным алгоритмом адаптации позволяет беспроводным системам

связи повысить устойчивость к среде с множественными переотражениями сигналов.

Практическая значимость результатов. Практическая значимость адаптивного алгоритма в канале WiMAX для системы SISO заключается в снижении вероятности битовой ошибки на 2 порядка при $\text{SNR} = 0$ дБ и на 3 порядка при $\text{SNR} = 2$ дБ. Для системы 2×2 MIMO вероятность ошибки снижается в 40 раз при $\text{SNR} = 5$ дБ. При отсутствии прямого пути при том же отношении сигнал/шум вероятность ошибки снижается в 16,6 раза при $\text{SNR} = 5$ дБ. В работе также продемонстрирована передача различных типов изображений по каналу связи. Передача чёрно-белого изображения с применением алгоритма адаптации позволила добиться интегрального снижения нормированного значения среднеквадратичной ошибки передачи изображения до значения, близкого к 0, при $\text{SNR} = 10$ дБ для SISO системы и до $3,5 \cdot 10^{-3}$ при $\text{SNR} = 10$ дБ для системы MIMO. При передаче цветных изображений по беспроводному каналу с использованием адаптивного алгоритма были достигнуты результаты среднеквадратичной ошибки, близкого к 0, при $\text{SNR} = 10$ дБ для системы SISO и до 10^{-5} при $\text{SNR} = 10$ дБ в системах MIMO.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Снижение вероятности битовых ошибок и увеличение пропускной способности за счет алгоритма адаптивной обработки сигналов, разработанного для систем беспроводной связи на основе использования антенных решеток.
2. Модифицированный беспроводной канал для систем WiMax, который позволяет учитывать распространение сигналов в трехмерном

пространстве, отражения от множества различных объектов, а также параметры приемной и передающей антенны.

3. Результаты эффективности разработанного адаптивного алгоритма, который позволил повысить помехоустойчивость систем SISO-OFDM и MIMO-OFDM.
4. Высокая эффективность разработанного адаптивного алгоритма подтверждена результатами исследования помехоустойчивости беспроводного канала связи при передаче изображения.
5. Результаты моделирования передачи различных типов цветных изображений по беспроводному каналу с использованием разработанного адаптивного алгоритма, которые подтвердили его эффективность.

Внедрение результатов.

Результаты диссертационного исследования использованы в научных работах кафедры теоретических основ радиотехники Института радиотехнических систем и управления ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет» при выполнении гранта Российского научного фонда № 22-29-01389 от 21 декабря 2021 года, а также в учебном процессе при обучении магистрантов по направлению 11.04.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи в дисциплинах «Современные алгоритмы обработки пространственно-временных сигналов в сетях связи», «Модуль проектной деятельности».

Апробация результатов. Результаты, представленные в диссертации, обсуждались на следующих конференциях:

1. Научная инициатива иностранных студентов и аспирантов : сборник докладов I Международной научно-практической конференции. В 2 томах. Том 1 (Томск, 27–29 апреля 2021 г.) / Томский политехнический

- университет. – Томск : Изд-во Томского политехнического университета, 2021. – 423 с.
2. Научная инициатива иностранных студентов и аспирантов: сборник докладов II Международной научно-практической конференции (Томск, 27—29 апреля 2021 г.) / Томский политехнический университет. - Томск : Изд-во Томского политехнического университета, 2022. - 880 с.
 3. International scientific conference "Radiation and scattering of electromagnetic waves" IREMW- 2021, June 28 - July 2, 2021, Divnomorskoe, Russia.
 4. Journal of Physics: Conference Series, Volume 1973, 3rd International Scientific Conference of Engineering Sciences and Advances Technologies (ICESAT), College of Material Engineering, University of Babylon, Iraq in 4-5 June, 2021.
 5. Научно-технический и прикладной журнал «Известия ЮФУ. технические науки» “Izvestiya sfedu. engineering sciences” «Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении» КомТех- 2020, г. Таганрог 2020 г.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 11 статей, из них 2 статьи в журналах списка ВАК, 5 в SCOPUS и Web of Science, и 3 индексированы в РИНЦ.

Личный вклад. Все основные результаты диссертационной работы были получены автором лично. Совместно с научным руководителем Федосовым В. П., обсуждались и корректировались подходы к разработке, методы решения и результаты работы.

Структура диссертационной работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех разделов, заключения, списка литературы и приложений.

Объем основного текста диссертации составляет 211 страниц и содержит 73 рисунка и 7 таблиц.

Во введении описана актуальность проблемы, обозначены цель и основные задачи, решаемые в диссертационной работе.

В первой главе рассмотрены общие принципы работы технологии WiMax, основанную на применении методов модуляции с использованием ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) и методов пространственно-временной обработки (MIMO). Обоснована цель и перечислены задачи для её достижения.

Во второй главе модернизирована трехмерная модель многопутного канала связи, с применением антенных решеток на приемной и передающей сторонах для передачи изображений. Рассмотрена модель сигналов и помех применяемых для моделирования системы связи.

В третьей главе предложен адаптивный алгоритм пространственной фильтрации сигналов изображений в среде с переотражениями, который позволяет формировать диаграмму направленности антенной решетки приемника в направлении на источник сигнала с наибольшей мощностью.

В четвертой главе представлены результаты моделирования предложенного адаптивного алгоритма в беспроводном канале, в том числе с передачей изображений по каналу связи. Исследована эффективность предложенного алгоритма пространственной фильтрации и проведён сравнительный анализ с классическими системами связи.

В заключении приводятся основные выводы по результатам проведенных исследований.

1. АНАЛИЗ ЛИТЕРАТУРЫ И ОБЗОР СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

1.1. Назначение систем беспроводной связи

С ростом спроса на интернет услуги развитие мобильной связи и интернета вещей приводит к активному развитию беспроводных технологий, которые непосредственно влияют на многие сферы нашей жизни [16-19]. Как следствие увеличивается количество пользователей и устройство в беспроводных сетях, что негативно сказывается на их характеристиках. В частности все чаще возникает вопрос, как сохранить или даже увеличить пропускную способность беспроводных сетей при растущей с каждым годом на них нагрузки [20-22].

Как уже было сказано ранее, существует множество беспроводных технологий, которые позволяют реализовывать беспроводные сети от масштабных мобильных сетей до небольших сетей в пределах одного здания. В диссертации остановимся на рассмотрении технологии WiMAX , которая является чем-то средним между мобильными сетями и локальными сетями малого радиуса действия. Технология WiMAX направлена на сокращение задержек, повышения спектральной эффективности, позволяет осуществлять быстрое развертывание, что приводит к снижению затрат для операторов и как следствие и конечных пользователей [23]. Технология WiMAX демонстрируется хорошую устойчивость в канале с замиранием сигналов, вызванных многопутным распространением в среде и движением мобильного устройства. Это достигается за счет применения технологии ортогонального частотного мультиплексирования, который устойчив к замираниям и позволяет выполнить оценку канала за счет пилот-сигналов [24, 25].

Развитие систем беспроводной связи привели к появлению технологии с

множественными входами и выходами MIMO (Multiple Input Multiple Output) в результате чего антенна базовой станции (BS) системы WiMAX стала представлять собой антенную решетку [26, 27].

Типовые математические модели систем обычно представляют собой двумерные каналы связи, например стандарт 3GPP [27, 28]. Однако в реальности среда распространения сигналов представляет собой более сложный характер, где отраженные сигналы поступают в приемную антенны не только с определенным азимутом, но и углом места. В результате моделирование системы связи в двумерном канале может сильно отличается от работы реальной среде. Поэтому в работе предлагается использование трехмерной модели канала.

1.2. Система WiMAX

WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) представляет собой стандарт беспроводной сети, который обеспечивает взаимодействие различных устройств которые поддерживают стандарт IEEE 802.16. Система связи WiMAX обеспечивает большую дальность связи и пропускную способность, по сравнению с сетями Wi-Fi стандарта 802.11, которые преимущественно используются в локальных сетях. Необходимо отметить, что данные технологии не конкурируют между собой, а дополняют друг друга. WiMAX представляет собой альтернативу проводным магистральным сетям расширяя их зону покрытия. Точка доступа устройства WiMAX позволяет обеспечить дальность связи на расстоянии 50 км со скоростью 70 Мбит/с.

WiMAX можно рассматривать как наиболее развивающийся стандарт беспроводной сети, предложенный для конкуренции с мобильными сетями, особенно в крупных городах в связи с ростом количества пользователей.

Кроме того данная технология также может обеспечивать альтернативное решение для определенных сельских зон, которые сегодня лишены доступа к широкополосному интернету по различным причинам. В результате технология WiMAX может заменить медленные телефонные проводные сети, например основанные на технологии ADSL. Кроме того беспроводные сети WiMAX устойчиво работают даже при отсутствии прямой видимости. Однако беспроводные системы связи сталкиваются с рядом проблем:

1. Беспроводной радиоканал является постоянно изменяющейся средой распространения сигналов, на который влияет множество различных факторов, таких как различные объекты и сооружения, особенности рельефа окружающей среды, относительное движение между передатчиком и приемником, различного рода помехи, шум и т. д. Все это вызывает множество различных проблем при развертывании и обеспечении связи, которые необходимо решать.

2. Мобильность устройств, а также необходимость обеспечить высокую пропускную способность сети, производительностью сети.

3. Необходимость обслуживания большого и постоянно растущего числа пользователей, а также обеспечение высокой пропускной способности требует более эффективного использования ограниченного частотного ресурса.

4. Качество обслуживания является важным вопросом, поскольку системы связи WiMAX должны поддерживать передачу голоса, данных, видео и мультимедиа. Каждый такой режим имеет различные требования к скорости передачи данных, приоритету трафика, потере пакетов, задержке и так далее. Поэтому сложно сбалансировать распределение ресурсов между различными режимами и пользователями.

5. Безопасность является неотъемлемой любой беспроводной сети. Для пользователей конфиденциальность и целостность данных являются основным требованием.

6. Необходимо задуматься о энергопотреблении беспроводного устройства, чтобы оно могло быть компактным и мобильным. Требование обеспечения низкого энергопотребления заставляет разработчиков искать энергоэффективные схемы передачи, энергосберегающие протоколы, алгоритмы обработки сигналов которые требуют меньших вычислительных затрат, проектирование и изготовление схем с низким энергопотреблением, а также аккумуляторные технологии с длительным сроком службы.

Технология WiMAX имеет ряд основные особенности, которые описанные ниже.

1. Применение многочастотных видов модуляции позволяет улучшить производительность системы в условиях частотно-избирательного канала. Системы, использующие многочастотные виды модуляции, также хорошо работают в условиях отсутствия прямой видимости и многопутного распространения сигналов. Кроме того, применение кодирования позволяет восстанавливать утраченную информацию.

- Высокая пропускная способность WiMAX может обеспечивать высокие пиковые скорости передачи данных.

- Масштабируемая скорость передачи данных: многочастотные виды модуляций в сочетании с адаптивной модуляцией и кодированием позволяет распределять спектр в зависимости от требований к полосе пропускания/скорости передачи данных.

- Гибкое и динамическое распределение ресурсов сети для каждого пользователя.

- Адаптивная модуляция и кодирование: система динамически регулирует на параметры модуляции и кодирования, чтобы максимизировать пропускную способность и минимизировать частоту ошибок по битам (BER) в условиях постоянного изменения характеристик канала.
- Поддержка передовых антенных технологий.
- Встроенное планирование качества обслуживания.
- Полная мобильность терминала.

Рассмотрим основные стандарты технологии WiMAX

IEEE 802.16

Стандарт IEEE 802.16 был опубликован в сентябре 2001 года. Он имеет диапазон частот 10–66 ГГц для обеспечения фиксированной широкополосной беспроводной связи. Использует методы одночастотной модуляции и мультиплексирования с временным разделением (TDM).

IEEE 802.16a

Этот стандарт является дополнением к стандарту IEEE 802.16. Диапазон частот расширен до 2-11 ГГц. В качестве метода модуляции используется мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM).

IEEE 802.16c

Данный стандарт является дополнением к IEEE 802.16a. Он использует диапазон частот 10-66 ГГц.

IEEE 802.16d

Данный стандарт также называют фиксированным WiMAX, он не поддерживает мобильность и используется для предоставления услуг стационарным пользователям. Разработан для системы с фиксированным распределением полосы пропускания и использует полосу частот 10–66 ГГц.

IEEE 802.16e

Стандарт 802.16e использует множественный доступ с ортогональным частотным разделением каналов (SOFDMA), который обеспечивает высокоскоростной доступ в сеть интернет. Кроме того данная версия стандарта поддерживает технологию с пространственной обработкой сигналов MIMO.

Существует множество работ посвященных исследованиям технологии WiMAX. Так например улучшение производительности сетей WiMAX с применением различных методов модуляции сигналов, таких как BPSK, QPSK и QAM для улучшения BER системы WiMAX рассматриваются в [29]. Производительность WiMAX на основе OFDM представлена в работе [30]. Данные работы оценивают эффективность с точки зрения возможности поддержки нескольких классов обслуживания, эффективного использования полосы пропускания, а также обеспечения требуемого качества обслуживания. Примеры передачи изображения по сетям WiMAX при различных характеристиках канала изучалась в [31].

1.3. Принципы построения систем связи

Все системы беспроводной цифровой связи состоят их ряда основных блоков, как показано на рисунке 1.1. Передатчик принимает уже сформированные информационные пакеты в цифровом виде более высокого уровня протокольного уровня и передает эти пакеты в виде электромагнитных волн на приемник. Основной задачей для передатчика является кодирования и модуляция передаваемой информации, затем модулированный цифровой сигнал преобразуется аналоговый сигнал с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), а затем преобразуется

с помощью смесителя до одного из желаемых диапазонов радиочастот WiMAX. Полученный результирующий сигнал затем уже поступает в антенну.

Замирание сигнала происходит в приемнике в результате многопутного распространения сигналов. В результате чего сигнал будет содержать множество полученных копий, которые имеют различную задержку, амплитуду и фазу. Импульсную характеристику такого канала можно представить как [32].

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i(t) e^{j\varphi_i(t)} \delta(\tau - \tau_i(t)), \quad (1.1)$$

где h_i – модуль коэффициента передачи i -го пути, φ_i – фаза i -го пути, τ_i – задержка i -го пути, L – количество путей.

Задачей приемника является получить передаваемый сигнал преобразовать его в цифровой вид, после частотного понижающего преобразования, с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП), выполнить его декодирование и демодуляцию, а затем уже готовые информационные пакеты передать протоколам верхнего уровня.

Сигнал в приемнике такой системы будет описан следующим выражением.

$$s(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h(t, \tau - \tau_i) x(t) + n(t) = h(t, \tau) * x(t) + n(t), \quad (1.2)$$

где $s(t)$ – принятый сигнал, $x(t)$ – передаваемый сигнал, $n(t)$ – внутриприемный аддитивный шум.

Как видно из этой формулы, сигнал в приемной антенне характеризуется сверткой передаваемого сигнала с импульсной характеристикой канала.

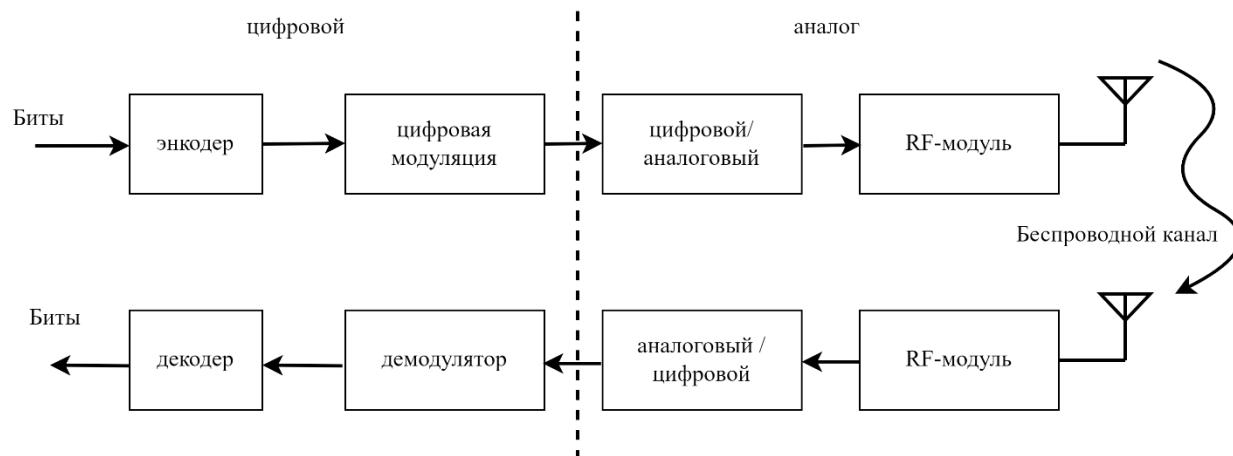


Рисунок 1.1 – Структура беспроводной цифровой системы связи

1.4. Ортогональное частотное мультиплексирование

Применение технологии OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) в современных системах представлено во многих работах [18, 21, 23]. Преимущество модуляции OFDM в частотно-избирательном канале заключается в эффективном преобразовании полосы сигнала во множество узкополосных каналов с медленно изменяющимися поднесущими, т.е. многочастотной модуляции. Это позволяет осуществлять параллельную передачу информации одновременно по нескольким каналам. В результате чего OFDM хорошо справляется с помехами и замираниями сигнала, которые возникают в беспроводной среде с переотражениями. Если при прохождении через такой беспроводной канал связи часть спектра сигнала будет искажена, это не приведет к полной потере информации, что характерно для одночастотных систем. Такая ситуация может возникнуть, когда канала имеет провалы частотной характеристики на определенных частотах в результате действия эффекта замираний, которые особенно часто наблюдаются в случае движения мобильной станции. Замирания являются

результатом аддитивной смеси полезного сигнала и множества его копий, которые имеют свою амплитуду, задержку и фазу.

В технологии OFDM вся полоса пропускания разбивается на множество узких полос, которые называются поднесущими, ортогональных друг другу. В результате чего сигнал на отдельных поднесущих изменяется очень медленно, что позволяет снизить влияние переотраженных сигналов на передаваемую информацию. Т.е. в результате замираний может быть утеряна только часть сообщения, а добавление в последнее кодов коррекции ошибок может обеспечить ее восстановление.

На основе выше сказанного следует, что задачей модулятора OFDM сигналов является разделение входного цифрового потока, который поступает с высокой скоростью, на несколько параллельных потоков с более низкой скоростью передачи данных и модуляции каждого потока на отдельных несущих. Чтобы обеспечить спектральную эффективность такого подхода в OFDM частота поднесущих выбирается так, чтобы все они были ортогональны друг другу, тем самым это позволяет избежать необходимости иметь неперекрывающиеся каналы поднесущих для устранения интерференции. Увеличение количества поднесущих позволяет увеличить длительность символа без снижения спектральной эффективности, это оправдано, если задержка сигнала в многопутном канале имеет значительную величину и необходимо снизить негативный эффект замираний.

Для исключения межсимвольной интерференции используют защитный интервал (циклический префикс), длительность которого должна быть больше чем максимальная величина задержки в среде распространения. Для снижения внеполосного излучения защитный интервал обычно является копией последних отсчетов символа.

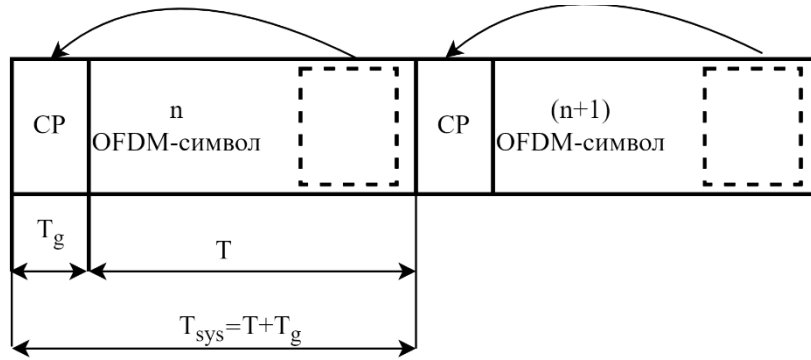


Рисунок 1.2 – К пояснению формирования полного сигнала OFDM

Математическое описание сигнала OFDM во времени имеет вид [33-35].

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j2\pi kn/N}, \quad (1.3)$$

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

Анализ формулы (1.3) показывает, сходство с дискретным преобразованием Фурье, из чего можно сделать вывод, что для модуляции сигнала OFDM можно воспользоваться алгоритмом быстрого преобразования Фурье. На основе этого количество поднесущих OFDM сигнала должно быть кратным степени 2.

Общий спектр OFDM сигнала поделен на K поднесущих, которые могут модулироваться одним из известных методов цифровой манипуляции. Что бы найти расстояние между поднесущими достаточно знать их количество N и общую полосу сигнала B , то используя формулу [36] получаем

$$\Delta f = \frac{1}{T} = \frac{B}{N}. \quad (1.4)$$

Битовую скорость можно определить по формуле

$$BR = N \frac{\log_2 M}{T_{\text{sym}}} \text{bit/s} , \quad (1.5)$$

где T_{sym} – общая длительность символа, N – количество поднесущих, M – позиционность выбранного вида модуляции.

Защитный интервал выбирается в зависимости от задержки компонентов многолучевого распространения и его величина должна быть больше пути с максимальной задержкой. Это позволит избежать межсимвольной интерференции OFDM сигналов. В случае если длина защитного интервала становится соизмерима с длительность одного символа, то в этом случае будет разумным увеличить количество поднесущих, тем самым увеличив длительность символа для эффективного использования полосы пропускания.

Необходимо также отметить, что, не смотря на свою эффективность в плане использования спектра сигнала, OFDM, в основе которого лежит принцип ортогональности, очень чувствителен к сдвигу несущей частоты и фазовых шумов, которые могут очень негативно сказаться при демодуляции информации на поднесущих. Но, несмотря на это можно отметить следующие преимущества OFDM технологии:

1. Поскольку OFDM представляет собой технологию параллельной передачи данных, которая преобразует частотно-избирательный канал в множество узкополосных каналов, что является эффективным способом борьбы с замираниями.

2. В системах OFDM за счет использования пилот-сигналов упрощается оценка частотных характеристик канала.

3. Использование защитного интервала позволяет снизить эффект от интерференции между многолучевыми компонентами.

4. Ортогональность поднесущих OFDM обеспечивает высокую спектральную эффективность.

5. Количество, полосу и модуляцию поднесущих можно регулировать в соответствии с требованием беспроводной системы связи.

На основании выше сказанного, можно сделать вывод, что технология OFDM и ее разновидности, несмотря на ее недостатки, являются лучшим выбором для каналов с многолучевым распространением.

1.5. Технология пространственного кодирования MIMO

Пространственное мультиплексирование или MIMO (Multiple Input Multiple Output) – это усовершенствования технология для систем связи, по сравнению с системами связи с одной антенной, в котором используется одновременная передача и приема с использованием множества антенн. При пространственном мультиплексировании каждая передающая антенна передает независимый поток данных, а каждый приемник принимает все эти информационные потоки. Затем составляется матрица канала, которая описывает связь между отдельными парами передающих и приемных антенн

$$H_i = \begin{bmatrix} h_{1,1}^{(i)} & \dots & h_{1,k}^{(i)} & \dots & h_{1,N_T}^{(i)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ h_{r,1}^{(i)} & \vdots & h_{r,k}^{(i)} & \dots & h_{r,N_T}^{(i)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ h_{N_R,1}^{(i)} & \vdots & h_{N_R,k}^{(i)} & \dots & h_{N_R,N_T}^{(i)} \end{bmatrix}, \quad (1.6)$$

где $h_{r,k}^{(i)}$ представляет i -й элемент матрицы канала $h_{r,k}$, который описывает связь между r -й приемной и k -й передающей антеннами.

Данная матрица позволяет думодулировать полученные независимые данные с помощью простых математических операций [37, 38].

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1S} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2S} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{U1} & h_{U2} & \dots & h_{US} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_U \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Простыми словами можно сказать, что технология ММО позволяет формировать несколько параллельных независимых поток данных в одной полосе частот. Количество таких поток равняется количеству передающих антенн и в теории скорость передачи должна пропорционально расти с просто количества антенн, но в реальности из-за роста интерференции пространственных потоков между отдельными антеннами этого не происходит. На рисунке 1.3 показана упрощенная схема такой системы связи, где блок SM является пространственным мультиплексором.

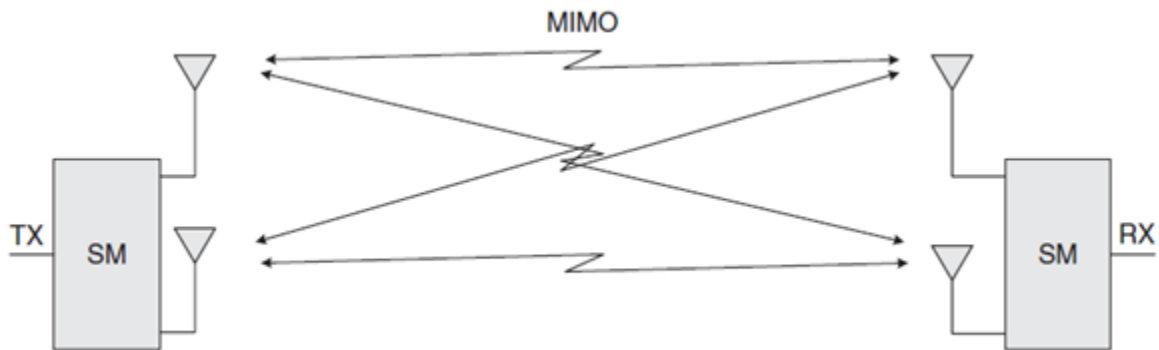


Рисунок 1.3. Структура системы связи ММО

Теоретические исследования методов пространственного кодирования ММО были рассмотрены в работах [39, 40], в которых описывается, что пропускная способность систем связи в каналах с замиранием может значительно возрасти при использовании нескольких антенн. В этих источниках был проведен теоретический анализ пропускной способности каналов ММО.

Основной задачей приемника является оценка матрицы канала (1.6) для дальнейшего декодирования независимых пространственных информационных потоков. Развитие пространственно-временного кодирования привело к появлению множества различных алгоритмов, которые представлены в [39, 41, 42]. Рассмотрим наиболее популярные методы оценки матрицы канала.

Zero-Forcing приемник. Данный алгоритм характеризуется низкой вычислительной сложностью и является одним из популярных методов декодирования ММО сигналов. Его главным недостатком является то, что производительность может заметно снижаться при увеличении шума. Эквалайзер Zero-Forcing (ZF) применяет обратную частотную характеристику канала к полученному сигналу, чтобы восстановить сигнал после прохождения канала [43].

Приемник ZF выполняет оценку канала минимизацией функции $J_{ZF}(X) = |S - HX|^2$ как описано в [25].

$$Z_{ZF} = (H^H H)^{-1} H^H S + N_{ZF}, \quad (1.8)$$

где $(.)^H$ – операция Эрмита сопряжения; $(H^H H)^{-1} H^H$ – псевдообратная матрица; Z_{ZF} – шум.

В частном случае, когда приемник и передатчик имеет равное количество антенн выражение (1.8) можно упростить

$$X_{ZF} = H^{-1} S + N_{ZF}. \quad (1.9)$$

Метод минимума среднеквадратической ошибки (MMSE). Для минимизации межсимвольной интерференции и эффектов аддитивного шума коэффициенты эквалайзера могут быть оптимизированы с использованием

критерия минимальной среднеквадратичной ошибки. Задача приемника MMSE состоит в том, чтобы свести к минимуму ошибку оценки передаваемого символа, обеспечив минимальную среднеквадратичную ошибку

$$J_{MMSE} = |\hat{X} - X|^2, \quad (1.10)$$

где $\hat{X}$ – оценка передаваемого сигнала.

Представим оценку в виде $\hat{X} = H^{-1}S$, в этом случае (1.10) можно представить в виде

$$J_{MMSE}(H) = (HS - X)(HS - X)^H. \quad (1.11)$$

Если найти производную данного выражения по H и приравнять ее к нулю [25, 44, 45] получим следующее соотношение для оценки с помощью метода MMSE

$$X_{MMSE} = H^H(HH^H + \sigma_n^2)^{-1}S + N_{MMSE}, \quad (1.12)$$

где σ_n – СКО шума.

Еще одним из важных параметров системы MIMO является пропускная способность канала, которая является основной теоритической мерой производительности канала связи. Пропускная способность канала является приблизительной величиной, так как при ее расчете не учитывается множество факторов присущих реальным системам связи.

Пропускная способность характеризует количество бит, которые можно передать без ошибок в секунду в полосе частот 1 Гц и определяется по формуле [46-49].

$$C = \max \left(\log_2 \left[\det \left(I_{NRx} + \frac{\rho}{N_{Tx}} H H^H \right) \right] \right), \text{ бит /с/Гц,} \quad (1.13)$$

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

Основная причина, по которой измеряется пропускная способность, заключается в определении достижимого уровня пропускной способности, на которую влияют задержки и потери пакетов.

1.6. Адаптивная обработка сигналов

Адаптивные антенные решетки являются дополнительной частью стандарта IEEE 802.16. Эти системы представляют собой современные технологии, которые позволяют формировать характеристику направленности антенны в определенном направлении. Этого означает, что передача и прием могут осуществляться направленно в зависимости от характеристик окружающей среды. Такие системы обладают хорошими свойствами подавления помех в канале с переотражениями, что положительно сказывается на отношении сигнал/шум. Использование адаптивных антенн тесно связано с технологией MIMO, которая имеет ряд преимуществ при обработке различных пространственных сигналов. Благодаря адаптации такие системы обеспечивают прием сигналов по различным путям в многолучевом канале за счет приема пространственного разнесения антенн. Формирование характеристик направленности антенны выполняется за счет весовой обработки сигналов с элементов антенной решетки. Расчет весового вектора выполняется по заданному алгоритму, который позволяет добиться требуемых режимов работы системы связи. В зависимости от критерия оптимальной результат весовой обработки может

максимизировать отношение сигнала к сумме помехи и шума или критерий максимальной средней мощности на выходе приемника. Задачей вычисления оптимального весового вектора занимается адаптивный процессор, который является основой блока адаптивной обработки.

Кроме адаптивного формирования характеристики направленности существуют другие методы адаптивной работы системы связи, например адаптивная модуляция [50-52]. Которая заключается в адаптивном изменении схемы модуляции несущей или поднесущих сигнала. Примером цифровых методов манипуляции могут служить следующие виды: BPSK, QPSK, BPSK, 8-PSK, 8-QAM, 16-QAM и 64-QAM. При наличии обратной связи передатчик может адаптивно изменять вид манипуляции в зависимости от характеристик беспроводной среды и помеховой обстановки.

1.7. Выводы

В результате из этого раздела можно сделать следующие выводы:

1. Технология WiMAX предназначена для развертывания систем связи среднего радиуса действия. Может дополнять или заменить уже существующие проводные сети там где это необходимо. Технология WiMAX направлена на повышение спектральной эффективности, характеризуется быстрым развертыванием и позволяет снизить затраты для операторов и конечных пользователей. Технология WiMAX устойчиво работает в условиях городской среды с переотражениями и может работать как с мобильными, так и стационарными станциями.

2. Применение многочастотных видов модуляции позволяет эффективно бороться с замираниями сигналов, что характерно для городской среды с плотной застройкой. Это достигается за счет разделения частотного

диапазона на множество параллельных узкополосных подканалов. За счет этого повышается устойчивость системы к частотно-селективным каналам. Кроме того за счет ортогональности поднесущих добиваются эффективного использования спектра.

3. Проведен анализ систем с пространственно-временной обработкой сигналов. Описана эффективность системы ММО с точки зрения увеличения пропускной способности беспроводного канала. Также показано, что снижение вероятности битовых ошибок и повышение спектральной эффективности являются основными задачами в развитии современных систем беспроводной связи. Благодаря использованию методов пространственного кодирования этот вопрос уже в значительной степени решен в радиосвязи, но недостаточно просто увеличить скорость передачи информации, также необходимо обеспечить низкую вероятность битовой ошибки. Эффективная скорость передачи данных потока будет уменьшаться, если будет расти вероятность ошибки при передаче информации, поскольку только количество успешно отправленных битов определяет скорость потока. В результате необходимо разработать и оценить алгоритмы уменьшения затухания за счет фильтрации канальных помех.

4. Представлены основные идеи адаптивной обработки сигналов в системах беспроводной связи. Основным и наиболее эффективным в точки зрения помехоустойчивости является подход на основе формирования пространственной характеристики направленности антенны путем весовой обработки сигналов на выходе элементов антенной решетки.

2. КАНАЛ WiMAX, МОДЕЛИ СИГНАЛОВ, ПОМЕХ И ШУМОВ

2.1. Беспроводной канал связи

Наличие модели беспроводного канала является обязательным условием для моделирования системы связи. Такая модель, пусть и приближенно, описывает характер распространения сигналов в среде. От того насколько точно описана конкретная окружающая среда будет зависеть точность различных результатов моделирования. Для создания такой математической модели беспроводной среды необходимо учитывать как можно больше реальных факторов, связанных с распространением сигналов, чтобы обеспечить наиболее точные результаты статистического моделирования. В этом разделе описываются факторы, влияющие на распространение сигналов в беспроводном канале, иллюстрируется, какие эффекты включены в модель канала, которые позволяют наиболее реалистично описать среду, подходящую для анализа характеристик беспроводных технологий WiMAX. К наиболее значимым характеристикам канала можно отнести следующие эффекты:

1. *Потери в пути распространения.* При распространении электромагнитной волны в пространстве величина ее мощности постоянно уменьшается с расстоянием, и это явление известно как потери при распространении волны. Затухание сигнала, зависит не только от расстояния, но и от длины волны, коэффициента усиления передающей антенны, коэффициента усиления приемной антенны и характеристик среды распространения.

2. *Затенение, отражение, дифракция и рассеяние.* В беспроводной среде распространения сигналов могут возникать затенение сигнала, его

множественно переотражение и рассеяние, приводящие существенному искажению принятого сигнала или его полной потери. Различные препятствия, особенно в городской местности, могут приводить к затенению передатчика и приемника, т.е. когда между последними отсутствует прямая видимость. Отражения сигнала возникают, когда часть сигнала может быть отражена от объекта, размеры которого превышают длину волны. Взаимодействуя с объектами различного размера на границах при резкой смене свойств среды распространения, сигнал также может подвергаться рассеянию и дифракции, которые могут вызвать эффекты затухания и искажения в сигнале.

3. *Многолучевое (многопутное - multipath) распространение.* Сигнал, который подвергается отражению, дифрагированию и рассеянию, достигает приемника по различным косвенным путям, которые (искажают) конструктивно и/или разрушительно усиливают или ослабляют сигнал. Каждый поступающий сигнал может отличаться по амплитуде, фазе и смещению несущей. Множественные версии сигнала, приходящие по разным путям к приемнику, вызывают разброс задержки в сигнале, который приводит к появлению в раскрытии приемной антенной системы задержанных и зашумленных копий сигнала, растягивает исходный сигнал во времени, вызывая эффект размытия. Эффект размытия вызывает межсимвольные искажения (Inter Symbol Interference, ISI) в принятом сигнале. Каждый путь сопровождается до 20 (по модели IEEE: 3GPP) подпутей, так как при отражении поверхность имеет до 20 точек отражения. (например, от лицевой стенки здания).

4. *Эффекты затухания.* Относительное перемещение передатчика и приемника, а также изменения среды распространения во времени могут способствовать условиям затухания наряду с многолучевым

распространением. Эти эффекты вызывают изменение траекторий распространения сигнала во времени. При различных амплитудах и определенных задержках сигналов, приходящих к приемнику по разным траекториям, изменяющимся во времени, суммарный сигнал на входе приемника может приближаться к нулю, что известно как замирание. Эффекты затухания можно разделить на три категории:

- Крупномасштабные эффекты потери пути, смоделированные с помощью огибающей, которая уменьшается с расстоянием.
- Крупномасштабные и среднемасштабные медленно изменяющиеся эффекты затенения, моделируемые случайной амплитудой, имеющей логнормальное распределение.
- Мелкомасштабные быстро меняющиеся эффекты, смоделированные как амплитуда случайного канала с использованием распределения Релея-Райса для компонентов в зоне прямой видимости (LOS) и распределения Рэлея для компонентов вне прямой видимости (NLOS).

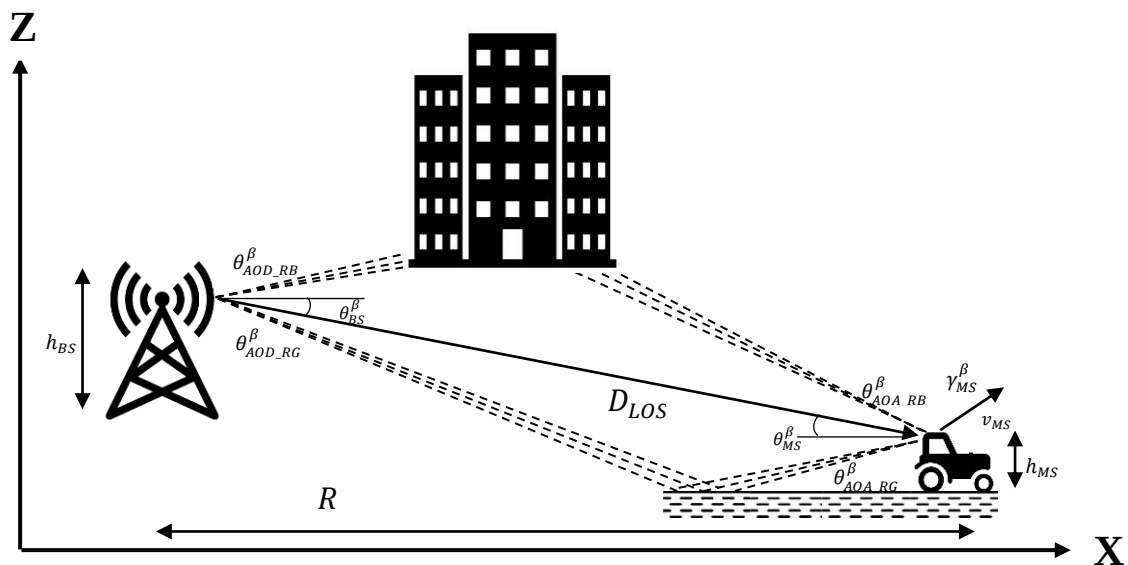
Распространение радиоволн по каналу прямой видимости происходит непосредственно при наличии прямой видимости между передатчиком и приемником. На рисунке 2.1 показано, что при наличии прямой видимости передаваемый сигнал поступает напрямую в приемную антенну, отражение от земной поверхности не учитываем. Такой путь называется прямой, сигнал, проходящий по такому пути, подвергается только эффекту затухания, который зависит от расстояния и характеристики беспроводной среды. Связь при наличии прямого пути наиболее устойчивая, так как такой сигнал при приеме обладает наибольшим отношением сигнал/шум.



Рисунок 2.1 – Распространение по каналу прямой видимости

Если между передатчиком и приемником есть преграда в виде крупного объекта, то этот объект затеняет приемник, который находится вне прямой видимости (NLOS).

Для модулирования системы беспроводной связи WiMAX на основе MIMO принципа была разработана 3D-модель канала, которая учитывает множество факторов, таких как азимут и угол места для переотраженных сигналов, что позволяет смоделировать ситуацию, когда сигналы распространяются в пространстве, поскольку антенна базовой и мобильной станции обычно находятся на разной высоте. Учитывает движение мобильной станции, наличие или отсутствие прямой видимости, отражения от земной поверхности. Все выше сказанное иллюстрирует рисунок 2.2 и рисунок 2.3



Рисунке 2.2. – Модель распространения сигналов в канале плоскость XZ

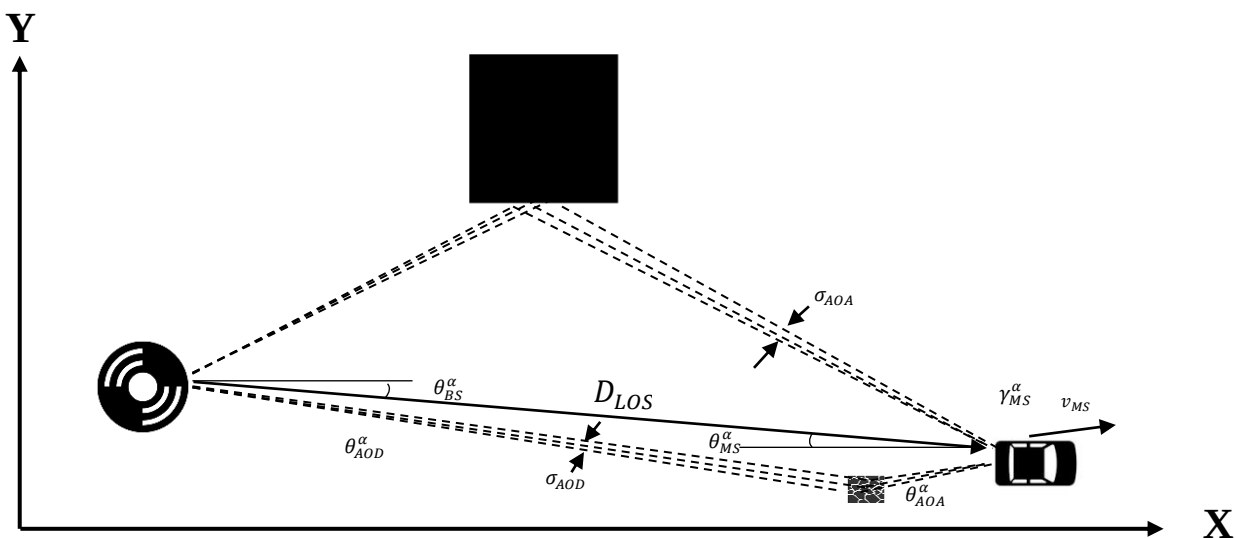


Рисунок 2.3 - Модель распространения сигналов в канале плоскость XY

В общем случае канал WiMAX представляет собой стохастическую модель, которая случайным образом моделирует условия распространения сигналов, такие как затухание, в области тени, величину задержки сигнала, изменения фазы сигнала после отражения от поверхности, потери на трассе и угловой разброс при отражении сигналов, относительно движение

передатчика и приемника. 3D-модель канала учитывает распространение сигнала по азимуту и углу места. На рисунке 2.2 показаны пути распространения между мобильной и базовой станцией в плоскости XZ, показаны отражения от здания и земли, а также показан прямой путь прохождения сигнала. На рисунке 2.2 показана геометрическая модель в плоскости XY, учитывающая отражения сигнала от зданий и различных наземных объектов. В данной модели в канале рассматривается многолучевое распространение сигналов как отражение от зданий, объектов и земной поверхности.

Положение в пространстве передающей BS (базовой станции) и приемной MS (мобильной станции) задается следующими параметрами такими как, высота, приемной/передающей антенны h_{BS} , h_{MS} и горизонтальным расстоянием R , при этом расстояние в горизонтальной плоскости учитывает положение базовой и мобильной станций на плоскости. На рисунке 2.2 и рисунке 2.3 D_{LOS} описывает длину прямого пути, а углы θ_{BS}^{α} и θ_{MS}^{α} описывают угловые параметры луча в плоскости азимута и угла места и рассчитываются по законам геометрической оптики по известным значениям расстояния и высоты базовой и мобильной станции. В модели предполагается, что базовая станция является неподвижной, а мобильная может перемещаться, такое движение описывается вектором скорости v_{MS} , при этом углы γ_{MS}^{α} и γ_{MS}^{β} описывают направление движения. Аналогично стандарту 3GPP в модели сигналы, которые излучаются передающей антенной, описываются углами θ_{AOD}^{α} , θ_{AOD}^{β} (AoD, angle-of-departure), сигналы поступающие в приемную антенну углами θ_{AOA}^{α} , θ_{AOA}^{β} (AoA, angle-of-arrival), значение этих углов в модели задается случайным образом, тем самым имитируя различные отражающие поверхности, которые могут возникать в

реальной окружающей среде. Кроме того в модели учитывается, что отражение происходит не от точечного источника, а от множества точечных источников расположенных на поверхности объекта. В результате при отражении образуется множество подпутей относительно основного пути, которые характеризуются значениями σ_{AOD} и σ_{AOA} , и для простоты считаются одинаковыми в обеих плоскостях.

На основе выше сказанного можно записать общую формулу для импульсной характеристики многопутного канала следующим выражением [26, 53-56].

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

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

Более конкретно импульсная характеристика для представного 3D канала WiMAX ее можно записать в следующем виде

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

где $h^{LOS}(t, \tau)$ – прямой путь прохождения сигнала; $h^{RB}(t, \tau)$ – отражение от различных окружающих объектов; $h^{RG}(t, \tau)$ – отражение от поверхности земли.

Все составляющие формулы (2.2) описывают все возможные пути распространения сигнала в модели. Каждый компонент, за исключением прямого пути, содержит n подпутей. Общее количество отраженных сигналов зависит от расстояния между передатчиком и приемником, а также от количества окружающих объектов и здания для городской среды. Если мобильная станция движется это приводит к появлению эффекта Доплера,

который добавляет как смещение частоты к компонентам многолучевого распространения.

Математически прямой путь можно описать в следующем виде [26, 57-59].

$$h_{s,u}^{LOS}(t, \tau) = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \cdot \sqrt{G_{BS}(\theta_{BS}^{\alpha}, \theta_{BS}^{\beta})} \cdot \sqrt{G_{MS}(\theta_{MS}^{\alpha}, \theta_{MS}^{\beta})} \cdot L_S(D_{LOS}) \cdot L_A(D_{LOS}) \cdot \delta(\tau - \tau_{LOS}) \exp(jkd_{BS}^1 \sin(\theta_{BS}^{\alpha})) \exp(jkd_{BS}^2 \sin(\theta_{BS}^{\beta})) \times \exp(jkd_{MS}^1 \sin(\theta_{MS}^{\alpha})) \exp(jkd_{MS}^2 \sin(\theta_{MS}^{\beta})) \times \exp(jK[v_{BS} \cos(\theta_{BS}^{\alpha} - \gamma_{BS}^{\alpha}) \cos(\theta_{BS}^{\beta} - \gamma_{BS}^{\beta}) + v_{MS} \cos(\theta_{MS}^{\alpha} - \gamma_{MS}^{\alpha}) \cos(\theta_{MS}^{\beta} - \gamma_{MS}^{\beta})]t), \quad (2.3)$$

где K – коэффициент Райса; s – количество элементов антенной решетки BS; u – количество элементов антенной решетки MS; $L_S(D)$ – потери при распространении [26, 35, 60]; $G_{BS}(\theta^{\alpha}, \theta^{\beta})$ – коэффициент усиления передатчика; $G_{MS}(\theta_{MS}^{\alpha}, \theta_{MS}^{\beta})$ – коэффициент усиления приемника; d_{BS}^1 – расстояние между элементами антенной решетки BS в горизонтальной плоскости; d_{BS}^2 – расстояние между элементами антенной решетки BS в вертикальной плоскости; d_{MS}^1 – расстояние между элементами антенной решетки MS в горизонтальной плоскости; d_{MS}^2 – расстояние между элементами антенной решетки MS в вертикальной плоскости;

Отражение от объектов окружающие среды можно описать с помощью следующей формулы [26, 57, 61, 62] $h^{RB}(t, \tau)$:

$$h_{s,u,n}^{RB}(t, \tau) = \sqrt{\frac{1}{K+1}} \cdot L_S(D_n) \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot \sum_{m=1}^M \frac{\sqrt{G_{BS}(\theta_{AOD_{RB},n,m}^{\alpha}, \theta_{AOD_{RB},n,m}^{\beta})}}{\sqrt{G_{MS}(\theta_{AOA_{RB},n,m}^{\alpha}, \theta_{AOA_{RB},n,m}^{\beta})}} \times$$

$$\begin{aligned} & \xi_{n,m} \phi_{n,m} \exp(jkd_{BS}^1 \sin(\theta_{AOD_RB,n,m}^\alpha)) \exp(jkd_{BS}^2 \sin(\theta_{AOD_RB,n,m}^\beta)) \times \\ & \exp(jkd_{MS}^1 \sin(\theta_{AOA_RB,n,m}^\alpha)) \exp(jkd_{MS}^2 \sin(\theta_{AOA_RB,n,m}^\beta)) \times \\ & \exp(jK[v_{BS} \cos(\theta_{AOD_RB,n,m}^\alpha - \gamma_{BS}^\alpha) \cos(\theta_{AOD_RB,n,m}^\beta - \gamma_{BS}^\beta) + \\ & v_{MS} \cos(\theta_{AOA_RB,n,m}^\alpha - \gamma_{MS}^\alpha) \cos(\theta_{AOA_RB,n,m}^\beta - \gamma_{MS}^\beta)]t), \end{aligned} \quad (2.4)$$

Отражение от поверхности земли $h^{RG}(t, \tau)$ можно представить в виде:

$$\begin{aligned} h_{s,u,n}^{RG}(t, \tau) = & \sqrt{\frac{1}{K+1}} \cdot L_S(D_n) \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=1}^M \frac{\sqrt{G_{BS}(\theta_{AOD_RG,n,m}^\alpha, \theta_{AOD_RG,n,m}^\beta)}}{\sqrt{G_{MS}(\theta_{AOA_RB,n,m}^\alpha, \theta_{AOA_RG,n,m}^\beta)}} \times \\ & \xi_{n,m} \phi_{n,m} \exp(jkd_{BS}^1 \sin(\theta_{AOD_RG,n,m}^\alpha)) \exp(jkd_{BS}^2 \sin(\theta_{AOD_RG,n,m}^\beta)) \times \\ & \exp(jkd_{MS}^1 \sin(\theta_{AOA_RG,n,m}^\alpha)) \exp(jkd_{MS}^2 \sin(\theta_{AOA_RG,n,m}^\beta)) \times \\ & \exp(jK[v_{BS} \cos(\theta_{AOD_RG,n,m}^\alpha - \gamma_{BS}^\alpha) \cos(\theta_{AOD_RG,n,m}^\beta - \gamma_{BS}^\beta) + \\ & v_{MS} \cos(\theta_{AOA_RG,n,m}^\alpha - \gamma_{MS}^\alpha) \cos(\theta_{AOA_RG,n,m}^\beta - \gamma_{MS}^\beta)]t). \end{aligned} \quad (2.5)$$

где $\xi_{n,m}$ – амплитуда сигнала от макроотражателей, $\phi_{n,m}$ – фаза сигнала при отражении от макроотражателей.

Так как взаимное расположение базовой и мобильной станции генерируется случайным образом, то задержка распространения рассчитывается на основе этих параметров.

2.2. Описание моделей сигналов, помех и шумов, используемых при разработке и исследовании алгоритма

Как было сказано ранее в первой главе технология WiMAX использует многочастотные виды модуляции для передачи сигналов, которые являются лучшим решением для борьбы с замираниями в многолучевом канале связи. Поэтому в работе будет также применена технология OFDM для модуляции и

передачи сигналов от передатчика к приемнику. Сигнал имеет символьную структуру и состоит из множества поднесущих сигналов, которые несут полезную информацию или служебную информацию (пилот-сигналы) для работы системы связи. Кроме того OFDM-сигнал может иметь защитные поднесущие на границах полосы сигнала для снижения внеполосного излучения. Пилот-сигналы не несут полезную информацию, а используются в блоке демодуляции для оценки параметров беспроводного канала связи. Их структура и расположение в символе зависит от условий, в которых предстоит работать системе связи. Так, например символ OFDM может состоять из информационных поднесущих и пилот поднесущих, положение которых может быть фиксировано или изменяться от символа к символу [63-65]. Такой подход оправдан когда характеристики канала быстро изменяются во времени и оценку канала необходимо проводить постоянно. В этом случае частотная характеристика канала может быть рассчитана в определенных точках, а затем интерполирована на соседние поднесущие. Если характеристики канала не изменяются или изменяются медленно, то символы с данными могут чередоваться со служебными символами, которые состоят только из пилот-поднесущих. В этом случае оценка канала будет происходить более точно, но только если канала медленно изменяется [66-68].

В качестве модуляции поднесущих обычно в системах WiMAX используют один из видов цифровой манипуляции сигналов, такие как BPSK, QPSK, 16-QAM и 64-QAM [69-72].

Поскольку для системы MIMO принцип передачи OFDM одинаковый между любой отдельной парой для передающих антенн M_t и приемных антенн M_r , то сначала рассмотрим принцип работы OFDM для случая с одной антенной, а затем расширим до системы с множеством антенн.

Представление одного OFDM- символа в частотной области с одной антенной и N поднесущих можно представить в виде

$$X_n = [x_n(0)x_n(1) \dots x_n(N - 1)]^T. \quad (2.6)$$

Модулятор OFDM использует входной сигнал $N \times 1$ в частотной области и получает представление символа OFDM во временной области, путем применения N-точечного обратного быстрого преобразования Фурье (IFFT). Перед передачей сигнала по каналу связи к результату во временной области добавляется защитный интервал, известный как циклический префикс. Циклический префикс получается путем копирования последних p отсчетов во временной области в начало символа для защиты от межсимвольной интерференции.

Рассмотрим, какие именно пилот-сигналы следует передавать для оценки канала. Для систем SISO-OFDM используются ортогональные сигналы из ряда Фурье в качестве оптимальных как описано в [33, 73-75].

$$c(p) = e^{-j2\pi p/P}, \quad (2.7)$$

где P – общее количество пилот-сигналов.

Для системы MIMO-OFDM такая структура должна учитывать количество антенн, так как для каждой пары антенн пилот сигналы должны отличаться. Это связано с тем, что в системах MIMO сигналы от разных антенн передаются в одной и той же полосе частот, что приводит к помехам пилотным поднесущим от разных антенн. Задача состоит в том, чтобы выбрать пилотные сигналы таким образом, чтобы приемник мог однозначно оценить матрицу каналов по ним. Оптимальными сигналами также являются

сигналы основанные на дискретном преобразовании Фурье. Для этого модифицируем формулу (27) с учетом количества передающих антенн, в [73].

$$c(p) = e^{-j2\pi p N_{TX}/P} . \quad (2.8)$$

2.3. Использование пространственно-временной обработки для передачи по каналу связи

Применение технологии пространственно-временной обработки в системах связи позволяет значительно увеличить пропускную способность канала связи без необходимости расширения полосы частот как описано в [42, 76-79]. Однако применение таких технологий и требовательно к вычислительным ресурсам, такой подход оправдан в связи с ограниченным частотным ресурсом. Типичная структурная схема системы MIMO представлена на рисунке 2.18.

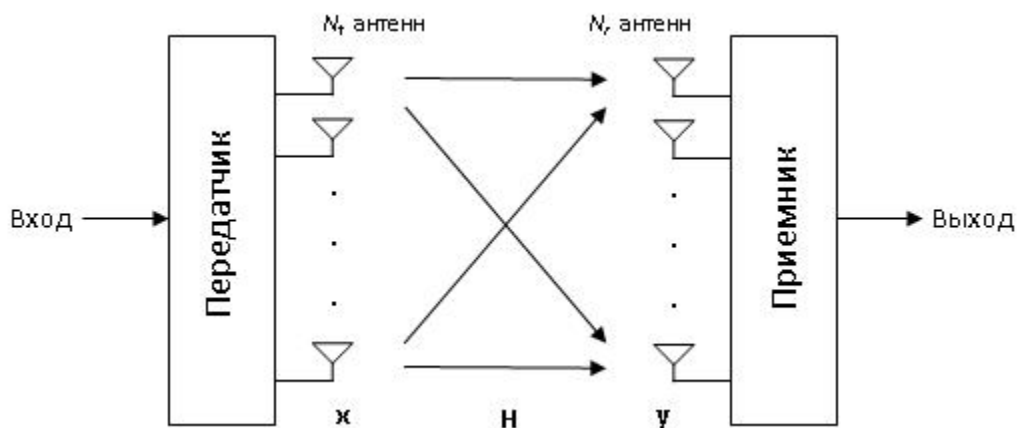


Рисунок 2.4 – Структурная схема системы MIMO

Использование технологии MIMO совместно с OFDM является наиболее предпочтительным решением для широкополосных систем связи с множеством абонентов. Так как такое решение позволяет не только увеличить пропускную способность и повысить спектральную

эффективность, но и обеспечить устойчивость к замираниям в многолучевом частотно-селективном канале.

Кроме того оценка характеристик канала с использованием пилот-сигналов OFDM-символа является подходящим инструментом, поскольку для демодуляции MIMO каналов необходимо иметь оценку матрицы канала. Аналогично система с одной антенной пилот-сигналы несут информацию, которая используется приемником для оценки изменяющегося во времени канала. При этом информация и закон передачи пилот-сигналов априорно известны на принимающей стороне. Оценка канала на основе пилот-сигналов основана на таких известных методах, как метод наименьших квадратов LS и метод минимальной среднеквадратичной ошибки MMSE, которые рассматриваются в [33, 80-85].

Поскольку несколько антенн одновременно передают независимые OFDM-сигналы важно не только расположение пилот-сигналов в символе, но и данные, которые на них передаются, поскольку пилот-сигналы одного символа не должны влиять на пилот-сигналы другого. Один из вариантов выбора значения пилот-сигналов описан в предыдущем разделе, но могут использоваться и другие [86].

Рассмотрим как демодулировать OFDM в системе MIMO. Их [33, 73] следует, что принятый сигнал можно записать в виде

$$Y^r(n) = \sum_{t=1}^{N_t} \text{diag}(S^t(n)) F h^{r,t} + \sum_{t=1}^{N_t} \text{diag}(B^t(n)) F h^{r,t} + N^r(n), \quad (2.9)$$

где $h^{r,t}$ – импульсная характеристика; r, t – номер элемента антенной решетки BS и; p – номер символа OFDM; $p = 1 \dots g$; $N^r(n) = F \eta^r(n)$ – вектор шума; F – DFT матрица; $\eta^r(n)$ – аддитивный гауссовский шум; S – информационный вектор; B – вектор данных пилот-сигналов;

Выражение (2.9) запишем в следующем виде

$$Y^r = Th^r + Ah^r + N^r, \quad (2.10)$$

где

$$T = \begin{bmatrix} S_{diag}^1(1)F & \dots & S_{diag}^{N_t}(1)F \\ \vdots & \dots & \vdots \\ S_{diag}^1(g)F & \dots & S_{diag}^{N_t}(g)F \end{bmatrix};$$

$$A = \begin{bmatrix} B_{diag}^1(1)F & \dots & B_{diag}^{N_t}(1)F \\ \vdots & \dots & \vdots \\ B_{diag}^1(g)F & \dots & B_{diag}^{N_t}(g)F \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Для оценки матрицы канала при использовании метода LS воспользуемся формулой описанной в [33, 73].

$$\hat{h}^r = A^+ Y^r, \quad (2.12)$$

где $A^+ = (A^H A)^{-1} A^H$ псевдо-обратная матрицей.

Исходя из приведенного выше, формулу (2.109) запишем в виде

$$\hat{h}^r = h^r + A^+ Th^r + A^+ N^r. \quad (2.13)$$

Чтобы исключить помехи между пилотными сигналами и данными, необходимо обеспечить выполнение условия $A^+ T = 0$, тогда получим оценку импульсной характеристики канала $\hat{h}^r$ состоит из истинного значения характеристики канала h^r и его шумовой составляющей:

$$\hat{h}^r = h^r + A^+ N^r. \quad (2.14)$$

Чтобы более точно выполнить оценку канала следует воспользоваться алгоритмом MMSE как это описано в [33, 87].

$$\hat{h}_{MMSE} = \hat{R}_h A^H (A \hat{R}_h A^H + \sigma^2 I)^{-1} Y, \quad (2.15)$$

где σ^2 – дисперсия шума; $\hat{R}_h$ – оценка матрицы корреляции канала методом LS.

2.4. Модели помех

В общем случае помеха приводит к процессу искажению передаваемого сигнала, когда он проходит по каналу связи между источником и приемником. Помехи могут возникать по целому ряду причин, начиная от внешнего шумового сигнала, добавляемого к полезному сигналу и заканчивая помехами от устройств, работающих на смежных частотах. Помехи считаются нежелательными, поскольку они могут снизить уровень отношения сигнал/шум в приемнике, что может ухудшить качество передачи информации. Существуют различные типы помех в сообщении. Распространенные типы помех включают помехи в совместном канале (CCI), помехи в соседних каналах (ACI), собственные помехи, помехи множественного доступа и межсимвольные помехи (ISI).

Перекрестные помехи. Помехи в совмещенном канале (CCI) – это перекрестные помехи от различных передающих устройств, которые используют один и тот же частотный канал. Эффект от помех в совмещенном канале можно снизить с помощью различных схем управления распределения ресурсов. Помехи в совмещенном канале возникают в тех каналах, которые повторно используют один и тот же диапазон частот. Это вызывает перекрестные помехи, явление, при котором сигналы в одном канале влияют на сигналы в другом. Помехи в совмещенном канале также известны как межсотовые помехи.

Ключевая концепция в системах сотовой связи заключается в повторном использовании частоты, Она была разработана для предоставления услуг очень большому числу абонентов при использовании ограниченного спектра. Схемы повторного использования частот используются таким образом, чтобы максимально увеличить пропускную способность системы без значительного снижения производительности из-за возникающих помех. Плохо продуманный шаблон повторного использования может привести к серьезному увеличению влияния совместного канала [88-90]. Глубокое понимание производительности системы при наличии межканальных помех имеет значение для успешного проектирования многих приложений, таких как сотовые сети и локальные сети [88, 90, 91]. Эти факторы производительности включают анализ особых типов замирания сигнала[90, 92], наличие или отсутствие фоновых шума и количество независимых или коррелированных источников помех [90, 92, 93].

Помехи в соседнем канале. Помехи смежного канала (ACI) – это помехи, создаваемые между линиями связи, которые обмениваются данными в одном и том же географическом местоположении, используя соседние полосы частот. Передатчик, занимающий определенную полосу частот, также пропускает энергию на частоте, смежной с этой полосой. Внеполосные излучения воспринимаются другими приемниками как помехи. Влияние внеполосных излучений может быть количественно оценено с использованием коэффициента мощности смежного канала (ACPR).

Сигналы за пределами номинальной полосы частот создают помехи на внутриполосных частотах приемника. Чувствительность смежного канала (ACS) определяет способность приемника справляться с внеполосным источником помех. Свойства радиочастотной цепи, влияющие на

характеристики ACS, включают в себя; качество фильтров, разрядность аналого-цифрового преобразователя и линейность усилителей и микшеров.

Собственные помехи. Собственные помехи возникают из-за помех, создаваемых сигналами, которые передаются от общего передатчика. Величина создаваемых помех зависит от типа модуляции. В OFDM собственные помехи между поднесущими возникают из-за смещений несущей частоты, вызванных несоответствиями генератора, эффектом Доплера и быстрым замиранием, вызванным радиальным движением приемопередатчиков. Неидеальности приемопередатчика, такие как нелинейность усилителя и дисбаланс IQ компонент комплексного сигнала, также могут быть источником собственных помех. Помехи между передачей по восходящей и нисходящей линиям связи в дуплексной системе могут также классифицироваться как собственные помехи, поскольку они возникают между сигналами, передаваемыми по одному и тому же двустороннему соединению. Эти помехи уменьшаются за счет использования дуплексных фильтров. Влияние собственных помех может быть уменьшено путем выбора нумерологии физического уровня таким образом, чтобы учитывались условия эксплуатации и технологию реализации.

Помехи при множественном доступе. Помехи множественного доступа относятся к помехам, возникающим при передаче сигналов от нескольких радиостанций, использующих один и тот же частотный ресурс, к одному приемнику. Теоретически физический уровень позволит осуществлять ортогональный множественный доступ, однако такие факторы, как ошибки синхронизации, неидеальности радиочастотной схемы и влияние беспроводного канала распространения, не позволят поддерживать ортогональность на практике. Важным методом поддержания

ортогональности в сценариях множественного доступа является управление питанием.

Межсимвольная интерференция. Межсимвольные искажения (Inter Symbol Interference, ISI) является одной видов искажения сигнала, при которой каждый передаваемый информационный символ оказывает влияние на последующие символы. Основной причиной ISI является многолучевое распространение, которое приводит к тому что сигналы, передаваемые от передатчика, перемещаются по нескольким путям. Они рассеиваются, дифрагируются, отражаются и преломляются объектами (деревьями, зданиями и холмами), проходя по каналу между передатчиком и приемником, из-за этого сигналы поступают в разное время и складываются в приемнике с разным затуханием, задержкой и с разной фазой. В зависимости от задержки и затухания сигналы могут усиливаться или взаимно ослаблять друг друга. В технологии OFDM уменьшить ISI можно путем использования защитного интервала или циклического префикса.

При формировании сигналов путей – отражения, например, от зданий, происходит от нескольких «блестящих» точек, распределенных по фасаду здания (есть разные модели такой отражающей системы), поэтому каждый путь имеет некоторое число подпутей с отличающимися длиной пути, а значит, отличающимися по фазе в раскрыве приемной антенной системы. Это приводит к некоторой нормализации сигнала (по центральной предельной теореме теории вероятности), что адекватно снижению отношения сигнал/шум.

Надо провести моделирование сигнала пути с учетом подпутей и оценить по критерию согласия χ^2 -Пирсона степень близости плотности вероятности сигнала пути к нормальному закону. Если эта близость тесная, то это приведет к полной потере передаваемой информации.

2.5. Выводы

1. Описаны факторы, влияющие на распространение сигналов в беспроводных каналах, такие как потери на пути распределения, затенение, отражение, дифракция, рассеяние, многолучевое и затухание.
2. Разработана модель 3D-канала, учитывающая углы распространения сигнала при отражениях. Беспроводной канала для системы WiMAX разработан на основе общей схемы модели 3GPP/WiMAX. Модель канала WiMAX представляет собой стохастическую модель. Такие параметры как затухание, задержки распространения сигнала и угловой разброс, выбираются случайным образом, это позволяет смоделировать случайно расположение различных отражающих объектов в канале. Характеристики прямого пути, углы прихода сигнала в раскрыт приемной антенны и углы излучения сигнала передающей антенной, рассчитываются на основе по законам геометрической оптики. Трехмерная модель распространения сигналов показывает отражения от зданий, объектов и земли, а также показывает прямой путь.
3. Были описаны различные методы пространственной обработки, используемые в методах кодирования с несколькими антеннами. Пространственное кодирование повышает производительность системы, без увеличения пропускной способности передачи или расширения полосы сигнала.
4. Физический уровень WiMAX используют модуляцию OFDM для повышения производительности в частотно-селективных каналах с затуханием в среде где отсутствует прямой пути. Системы WiMAX поддерживают различные схемы модуляции, такие как BPSK, QPSK, 16-QAM и 64-QAM. OFDM является базовой технологией, используемой в платформе MIMO-WiMAX, где OFDM преобразует передачу нескольких

антенн по затухающим частотно-селективным каналам в набор плоских каналов.

3. АЛГОРИТМЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ ТРЕХМЕРНЫХ БЕСПРОВОДНЫХ КАНАЛОВ С МНОЖЕСТВЕННЫМИ ПЕРЕОТРАЖЕНИЯМИ

3.1. Особенности алгоритмов передачи изображения

Для передачи изображений по каналу связи важным фактором является пропускная способность. Обработка и передача большого количества изображений с высоким разрешением по беспроводному каналу связи является одной из задач различных мобильных систем связи. Быстрое развитие информационных технологий и широкополосного доступа в сеть интернет привело к росту медицинских услуг для населения. Современные больницы адаптируются к технологическому прогрессу и предоставляют медицинскому персоналу различные вспомогательные и технические ресурсы. В крупном технологическом развитии сыграло важную роль развитие телемедицины или «медицины на расстоянии». Что позволяет не только осуществлять обмен медицинскими базами данных между больницами, который территориально находятся в различных регионах, но и оказывать медицинскую консультацию удаленно с использованием мобильных сетей.

Надежная и быстрая диагностика важна в медицинской сфере для спасения жизни людей. Диагностика включает создание медицинских изображений, которые создаются с использованием многих способов, таких как магнитно-резонансная томография (МРТ), рентгенография, ультразвук, ядерная медицина, тактильная визуализация, термография, фотоакустическая визуализация и электроэнцефалография (ЭЭГ). Изображения также генерируются во время медицинских тестов, таких как электрокардиография (ЭКГ) и магнитоэнцефалография (МЭГ). Так как размер этих изображений велик, требуется огромные базы данных для хранения и высокая пропускная

способность для передачи этих изображений без потери качества. В текущем сценарии передача изображений становится повседневной рутиной, и из-за этого возникает необходимость в эффективном способе передачи [94-96].

Стандарт WiMAX обеспечивает пропускную способность более 1 Гбит/с и обеспечивает связь в среде без прямой видимости между передатчиком и приемником благодаря использованию передовых методов обработки сигналов, таких как множественный вход и множественный выход (MIMO) и мультиплексирование с ортогональным частотным разделением (OFDM), в сочетании с адаптивным алгоритмом.

3.2. Схематическое изображение передающей и приемной систем связи

Разработка модели системы беспроводной связи важна для создания и исследования эффективности адаптивных алгоритмов обработки сигналов.

Рассмотрим основные компоненты схемы модели канала связи, представленной на рисунке 3.1, в состав которой входят:

- блок преобразования и кодирования исходной битовой информации;
- блок модуляции и разнесения информации по количеству пространственных потоков
- модулятор OFDM;
- квадратурный преобразователь сигналов в аналоговую форму;
- математический блок беспроводной среды;
- аналого-цифровой преобразователь с квадратурным демодулятором и блоком адаптации;
- демодулятор OFDM;
- блок преобразования пространственных параллельных битовых потоков в один

– блока демодуляции и декодирования принятого битового потока.

Данный раздел рассматривает структуру основных узлов системы беспроводной, которая ляжет в основу программы для моделирования. Цифровые битовые потоки, используемые в качестве входных данных, могут нести речевые данные, видеоданные, управляющие директивы и т. д. Такая система изображена на рисунке 3.1, в которой исходная информация подается на вход кодера, где выполняется помехоустойчивое кодирование. по мере необходимости. затем полученный информационный поток направляется на цифровой модулятор, где модулируется одна из схем модуляции. Далее выполняется пространственно-временное кодирование и преобразованием информации на отдельные потоки.

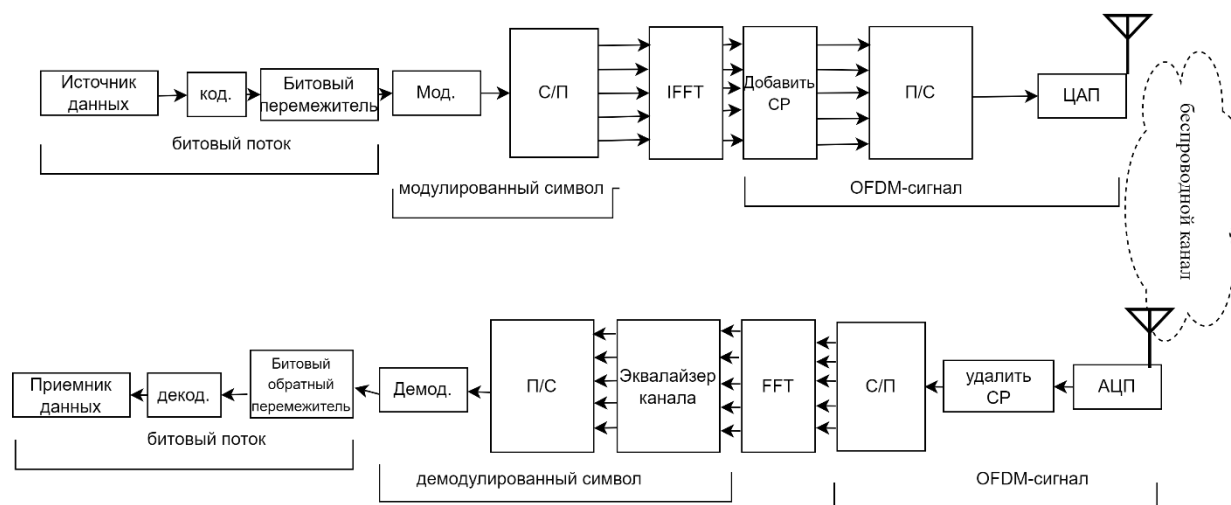


Рисунок 3.1 – Обобщенная структурная схема системы беспроводной связи

Блок OFDM после пространственной обработки модулирует каждый независимый поток. Спектр результирующей OFDM-символа с помощью квадратурного модулятора переносится на несущую частоту и с использованием аналого-цифрового преобразователя (ЦАП) преобразуется в аналоговую форму для излучения антенной решеткой. Принятый приемной антенной решеткой сигнал с помощью аналого-цифрового преобразователя

(АЦП) поступает на блок адаптации путем весовой обработки с выходов элементов антенны и затем с помощью квадратурного демодулятора переносится на промежуточную частоту для дальнейшей обработки. Далее идет блок демодулятора OFDM сигналов, который выполняет оценку матрица канала по пилот-сигналам и демодуляцию поднесущих. Выходной сигнал пространственного декодера представляет собой последовательный поток символов, который демодулируется и в выходной битовый поток. Структура системы с одной передающей и одной приемной антенны будет аналогична, кроме блока пространственной обработки.

Далее рассмотрим более подробно основные узлы системы связи. Блок формирования OFDM-сигнала показан на рисунке 3.2. Входными отсчетами для данного блока являются комплексные числа с выхода цифрового модулятора одним из выбранных видов цифровой манипуляции QPSK, QAM, PSK, и т.д. Количество таких блоков зависит от количества пространственных потоков. Количество информационных поднесущих в символе OFDM определяет, сколько символов поступает в каждый блок модуляции, а полученные комплексные отсчеты обеспечивают параллельный поток сигналов для поднесущих OFDM. Затем добавляются защитные и пилотные поднесущие. Устройство быстрого обратного преобразования Фурье (IFFT), которое формирует результирующий OFDM-сигнал на выходе.

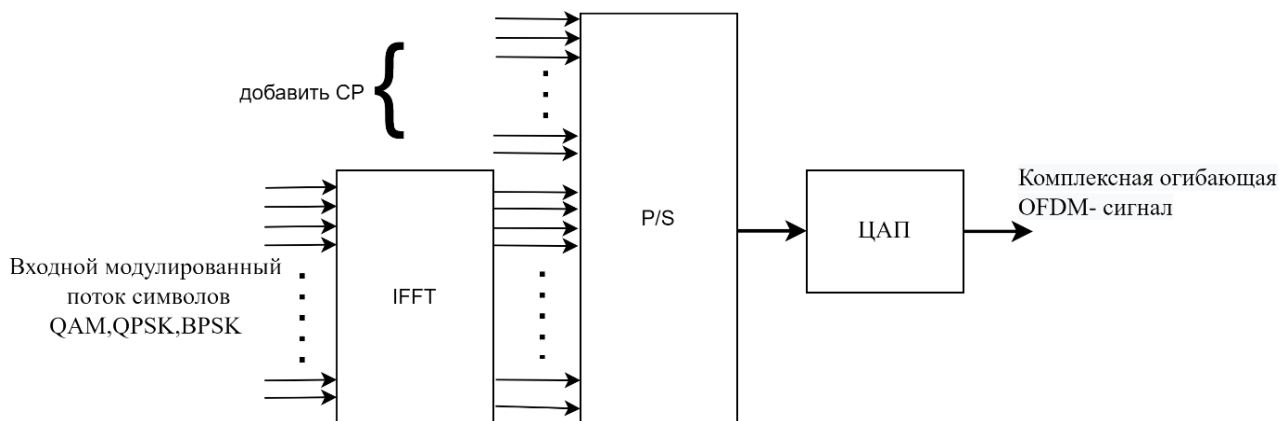


Рисунок 3.2 – Структурная схема формирования OFDM-сигнала

Спектр переводится на несущую частоту квадратурным модулятором (см. рисунке 3.3). Действительная и мнимая части комплексного сигнала разделяются, а затем каждая часть интерполируется. При прохождении сигнала к антенне передатчика его квадратурные составляющие подаются на ЦАП, который преобразует цифровой сигнал в аналоговый. Опорный сигнал от квадратурного генератора умножается на квадратурную и синфазную составляющие. Затем сигнал поступает на вход усилителя передатчика и с помощью антенны излучается в канал.

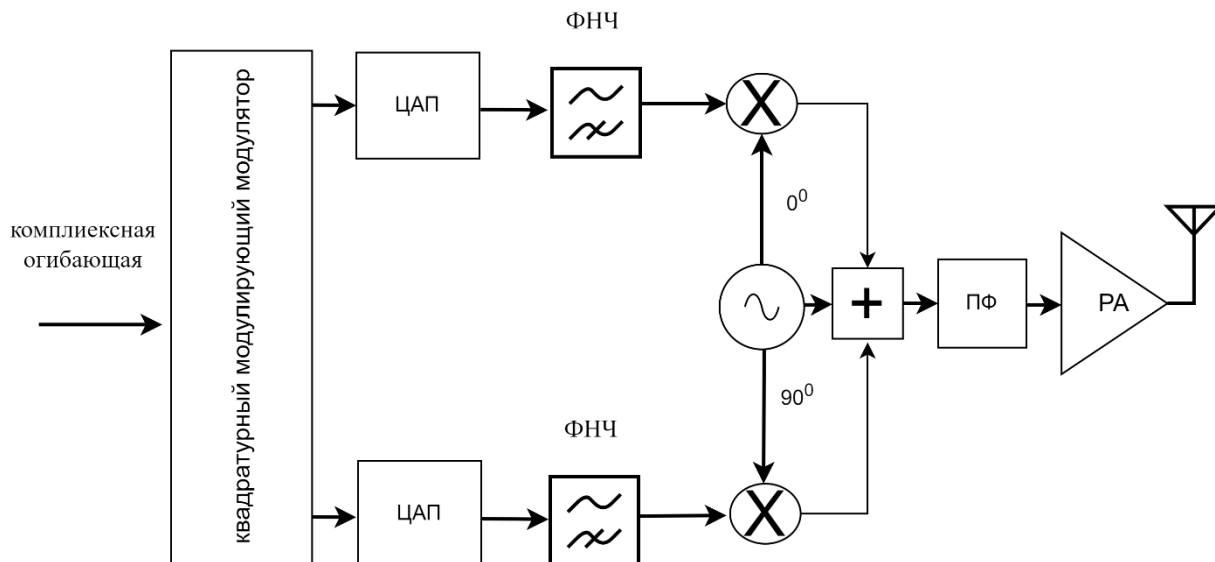


Рисунок 3.3 – Структурная схема квадратурного модулятора

После прохождения через беспроводной канал сигнал поступает в приемную антенну, а затем после первичной обработки на вход квадратурного демодулятора рисунок 3.4.

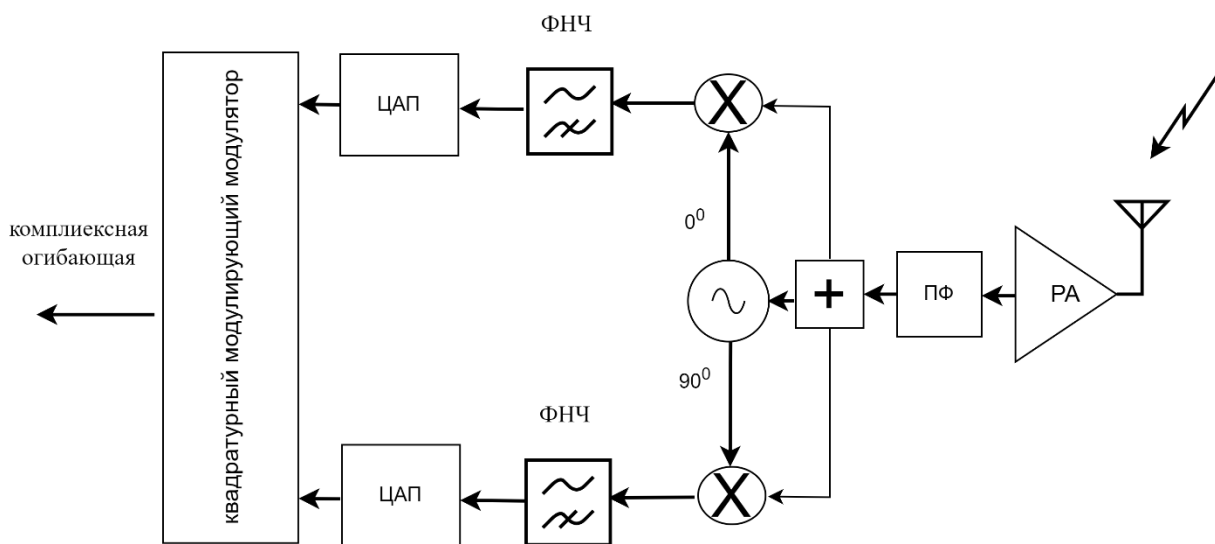


Рисунок 3.4 – Структурная схема квадратурного демодулятора

Сигнал от генератора опорной частоты умножается на принятый сигнал, а АЦП оцифровывает результат. Принятый сигнал OFDM с комплексной огибающей идет на блок децимации и цифровой фильтрации. Сигнал блока демодуляции OFDM показан на рисунке 3.5. В этом блоке выполняется последовательное преобразование сигнала в параллельное, удаление циклического префикса и обеспечивается временная и частотная синхронизация.

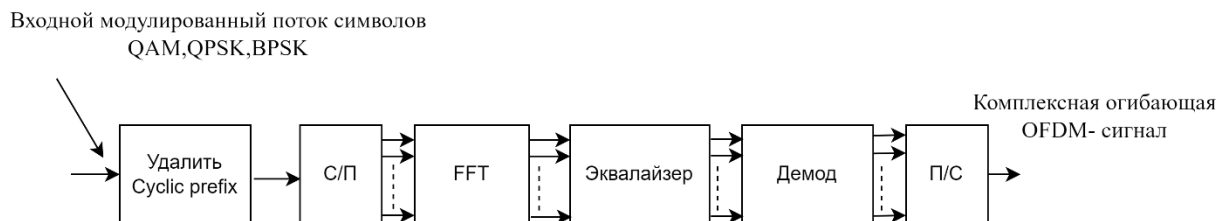


Рисунок 3.5 – Структурная схема демодулятора сигнала OFDM

После удаления CP (cyclic prefix) для отделения поднесущих данных от пилот-сигналов используется прямое преобразование Фурье (FFT). Характеристики канала оцениваются на основе пилот-сигналов. Затем данные последовательно преобразуются и поступают в демодулятор и каналный декодер.

3.3. Разработка алгоритма моделирования системы связи

Для моделирования системы беспроводной связи в целом разработаем алгоритм моделирования на основе отдельных объектов, которые будут реализовывать реальные узлы приемопередатчика на основе рассмотренной ранее блок-схемы приемопередатчика (см. рисунок 3.1) по следующей структуре:

- Формирование компонента, содержащего исходные параметры сигнала, который содержит данные о частоте несущего сигнала,

полосе пропускания, а также о типе и параметрах модуляции битового потока;

- Кодирование и декодирование сигнала ММО, а также определение параметров канала выполняются объектами пространственно-временного кодирования/декодирования;
- Объекты, обеспечивающие перенос сигнала на несущую частоту и обратно;
- Объекты, описывающие параметры приемной и передающей антенной решетки, такие как количество элементов АР, расстояния между элементами антенной решетки и параметры блока адаптации;
- Объект описывающий беспроводной канал связи, который содержит все параметры модели, такие как информация о количестве путей, углах прихода и излучения сигнала, затухании сигнала и т.д.

Структура разработанной программы моделирования показана на рисунке 3.6. Основной программный файл, в котором вызываются основные методы объектов, описывающих узлы-приемники, является основным циклом моделирования. Модульная структура, такая как приложение с графическим интерфейсом, может легко заменить цикл моделирования на вершине иерархии при построении системы связи с использованием объектно-ориентированного подхода.

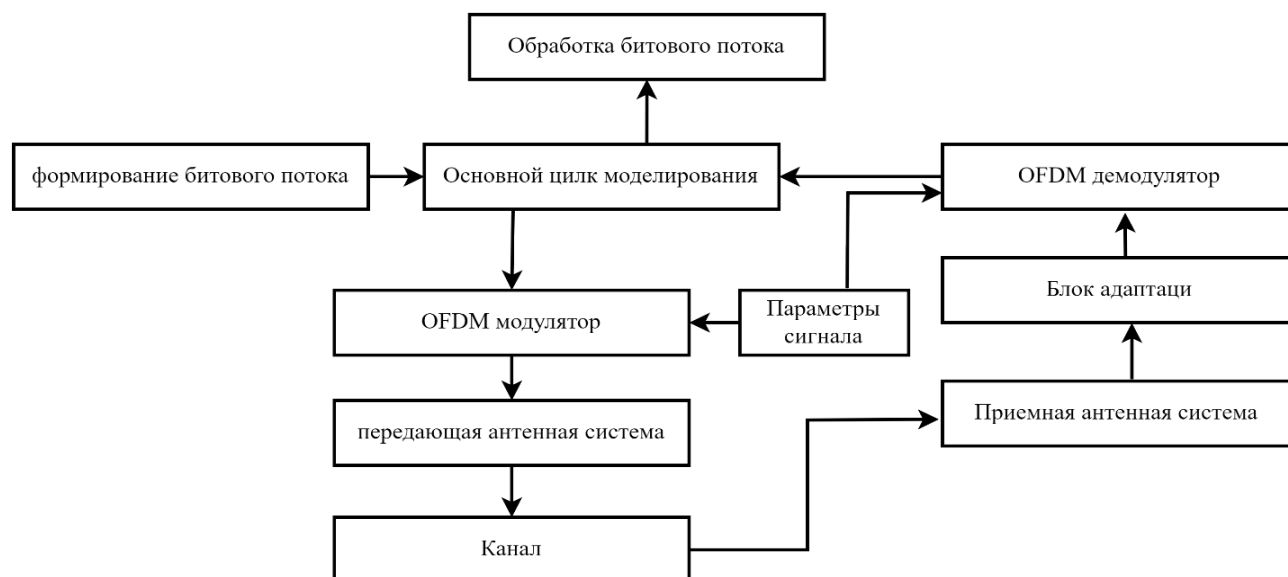


Рисунок 3.6 – Структура схема блоков моделирования системы связи

В процессе моделирования информационный поток передается через модель беспроводной системы связи, а оценка статистических характеристик выполняются на основе отношения сигнал/шум. Далее устанавливаются параметры моделирования, такие как количество экспериментов, чтобы усреднить результаты моделирования для оценки вероятностных характеристик. Для каждого эксперимента выполняется полный цикл моделирования беспроводного канала при заданных отношениях сигнал/шум. Количество экспериментов определяет средние значения для каждого значения отношения сигнал/шум. Перед началом моделирования задаются все параметры модели, после чего создаются основные объекты программы. Для каждого значения отношения сигнал/шум выполняется моделирование, и результаты усредняются по всем экспериментам. Результат для каждого эксперимента сохраняется и выполняется следующий, в начале каждого нового эксперимента формируются новые характеристики канала, и процесс моделирования повторяется. После завершения всех экспериментов,

полученные результаты усредняются и выводятся в виде графика. Алгоритм моделирования показан на рисунке 3.7.

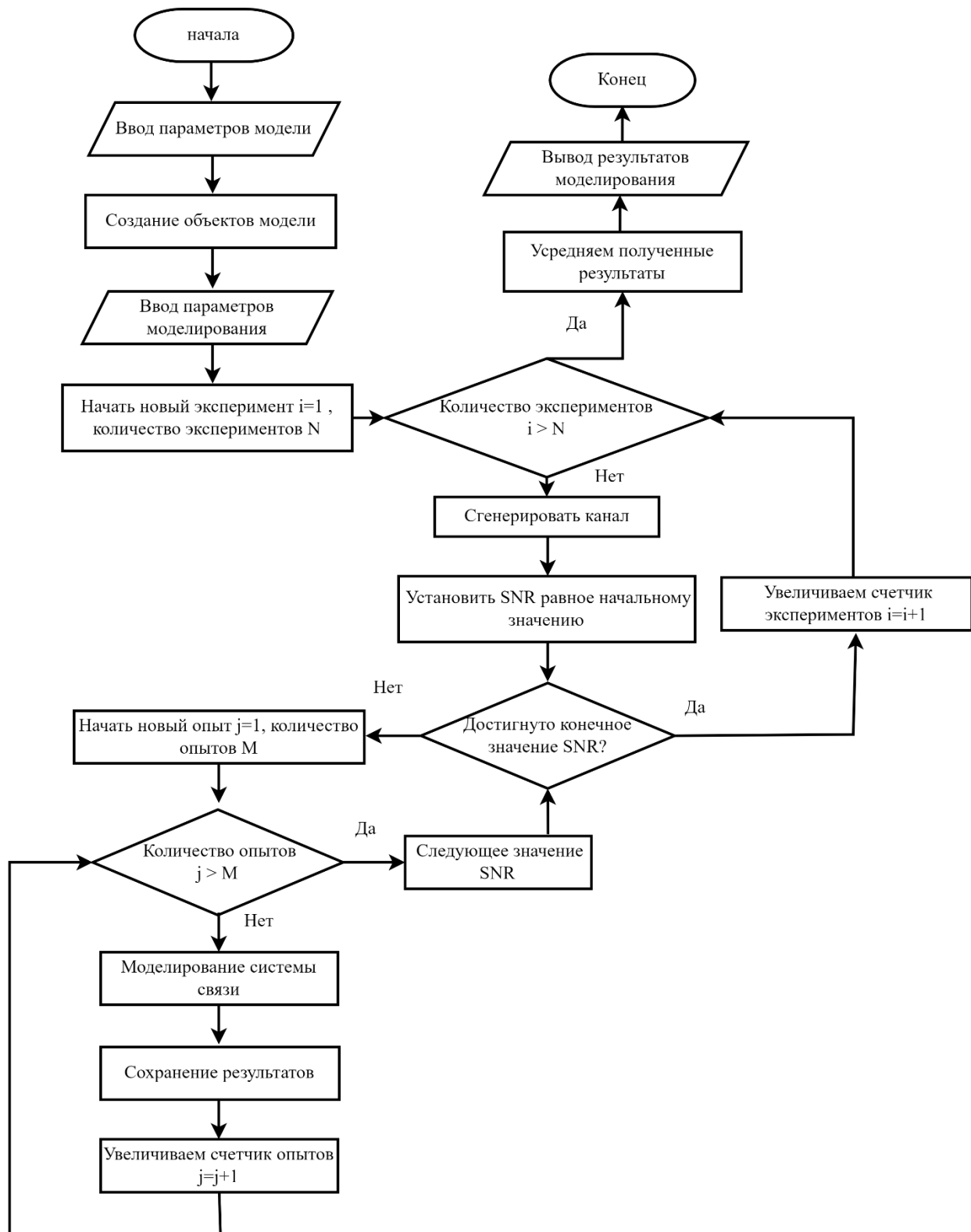


Рисунок 3.7 – Алгоритм моделирования беспроводной системы связи

Более подробно процесс передачи сигнала через блоки системы связи показан на рисунке 3.8.

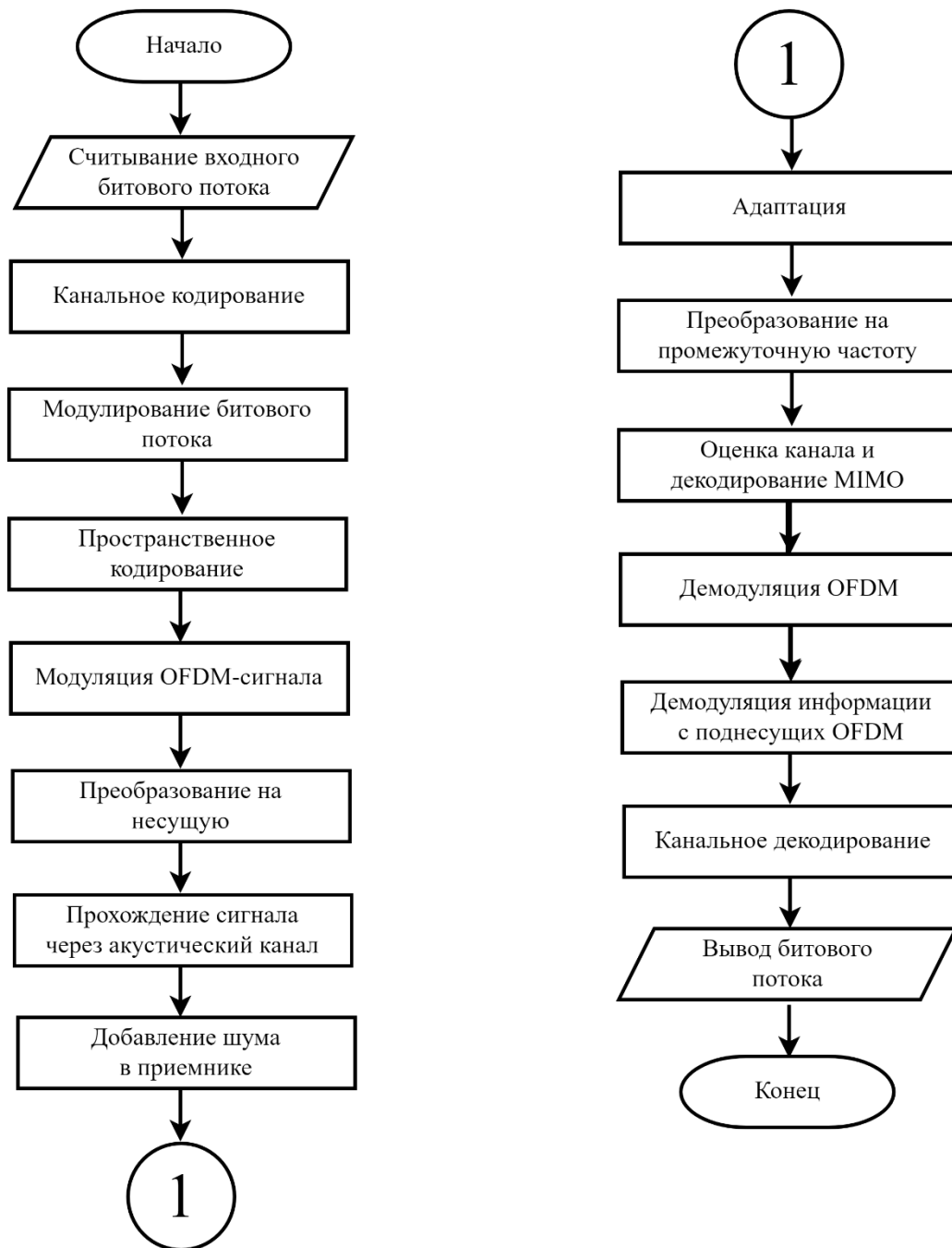


Рисунок 3.8 – Подробная структурная схема алгоритма моделирования системы связи

Запись голоса, изображение или произвольно сгенерированная последовательность могут быть источником потока информации, который необходимо передать по каналу связи. Для выполнения канального кодирования исходные данные преобразуются в битовый поток. Количество пространственных потоков, подаваемых на независимые модуляторы OFDM, распределяется данные по поднесущим сигнала. Квадратурный модулятор обрабатывает комплексную огибающую и переводит спектр на несущую частоту. Затем полученный сигнал передается через беспроводной канал и поступает в приемник, в котором добавляется шум. В приёмнике пространственная фильтрация полученных данных выполняется после их обработки адаптивным процессором. Комплексная огибающая принятого сигнала получается, когда квадратурный демодулятор, который переводит спектр на промежуточную частоту и демодулирует его в демодуляторе OFDM. Цифровой декодер и блок декодирования канала обрабатывают информацию от поднесущих. На выходе имеем оценку передаваемого битового потока после всех преобразований.

В случае передачи изображения исходные данные (информация, состоящая из значений яркости и цвета для каждого пикселя) преобразуются в битовый поток и обратно. Для численной оценки производительности алгоритмов используются численные показатели качества передаваемого изображения [97, 98].

3.4. Разработка адаптивного алгоритма обработки сигналов

Приемная антенная АР системы ММО разбивается на отдельные блоки; в случае системы SISO это только одна АР, [99-101]. Эквивалентная ХН антенны формируется после взвешивания выходных сигналов. Ширина

диаграммы направленности и размеры антенны в целом зависят от количества элементов, входящих в единый блок. Следует отметить, что АР может быть очень дорогим в производстве и иметь большие размеры для систем ММО 5х5 и более. Адаптивный процессор генерирует весовой вектор, максимизируя отношение сигнал/шум в качестве критерия для определения оптимального весового вектора. При отсутствии активных помех выбранный критерий генерирует ХН на путь, по которому приходит сигнал с наибольшей мощностью. Для определения оптимальных весовых векторов осуществляется на основе нахождения собственных значений корреляционной матрицы [35, 102, 103], собственный вектор которой и будет весовым для формирования ХН антенны. Схема адаптивного блока в приемнике для системы ММО показана на рисунке 3.9.

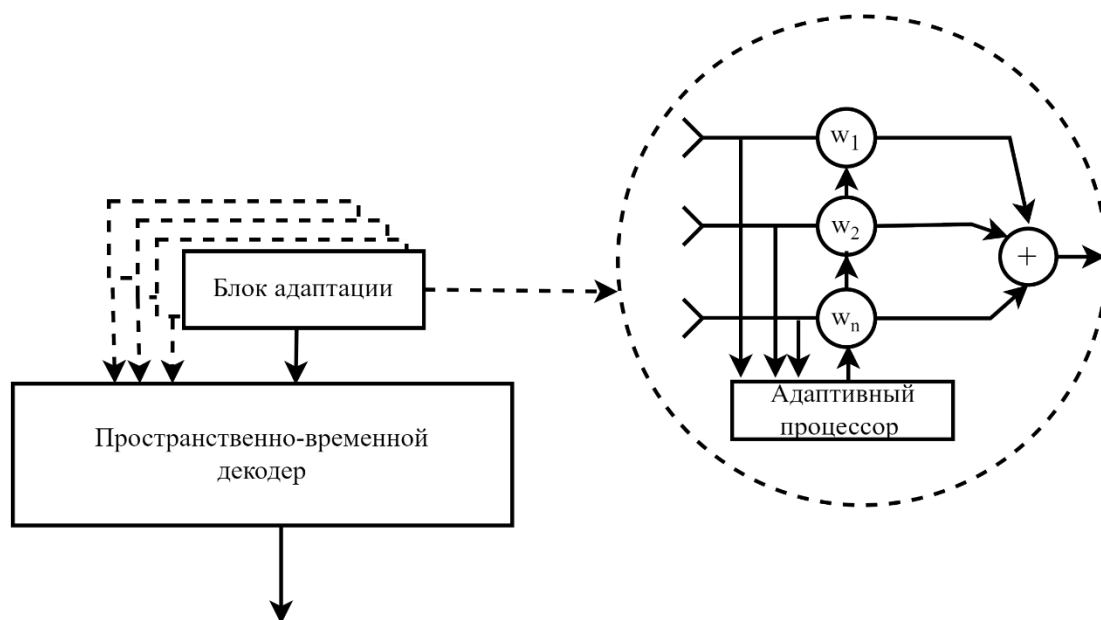


Рисунок 3.9 – Структура блока адаптации в приемной антенне

Блок адаптации для классических систем с одной антенной будет аналогичным, но будет иметь только один блок адаптации. Приемная антенна

общим количеством N элементов, разбивается блоки для работы блока адаптации. При формировании адаптивной ХН приемной антенны ее максимум направлен на путь с максимальной мощностью и нули на остальные пути. При этом необходимо учитывать, что количество элементов АР в блоке адаптации должно быть больше чем количество путей, что была возможность сформировать нули на помеховые пути.

Сигнал на выходе блока адаптации будет меть вид

$$Y(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t) = W^H X(t), \quad (3.1)$$

где x_i — входной сигнал; N — количество элементов АР блоке адаптации; w_i — весовой вектор.

Принятый сигнал $X(t)$ можно представить в виде суммы полезного сигнала и помехи [25, 104]:

$$X(t) = S(t) + N(t). \quad (3.2)$$

Сигналы можно считать некоррелированными, если задержка распространения сигнала больше чем интервал корреляции сигнала[105]. В случае если количество путей меньше числа элементов АР, то часть диагональных элементов корреляционной матрицы будут мощности внутренних шумов, а часть мощности сигнальных путей. Задачей адаптации является найти весовой вектор, который максимизирует ОСПШ (отношение сигнал/(помеха + шум)) [106].

$$q = \frac{P_s}{P_n} = 0,5 \frac{|W^H S|^2}{|W^H N|^2} = \frac{W^H R_{ss} W}{W^H R_{nn} W}, \quad (3.3)$$

где R_{ss} – матрица пространственной корреляции сигнала; R_{nn} – матрица пространственной корреляции шума.

Из [107] известно, что максимум формулы (3.3) дает собственный вектор матрицы, который соответствует ее максимальному собственному числу. Корреляционную матрицу можно найти следующим образом

$$R_{xx}(i, j) = E\{X(i) \cdot X^H(j)\} = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} X(i) \cdot X^H(j), \quad (3.4)$$

где L – количество отсчетов входного сигнала; $()^H$ – операция транспонирования; X – входной сигнал;

Для любой эрмитовой матрицы известно из линейной алгебры уравнение, известное как диагонализация корреляционной матрицы без изменения её детерминанта (разложение на собственные значения), поэтому (3.4) можно переписать в виде:

$$R_{xx} = V \Lambda V^H, \quad (3.5)$$

где Λ – диагональная матрица собственных значений λ_n ; V – матрица собственных векторов.

$$V = [V_1 \quad V_2 \cdots V_n], \Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_n \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Поскольку столбцы и строки матрицы V ортогональны и нормированы, то детерминант будет определяться как

$$V V^H = V^H V = I,$$

где I – единичная матрица. Из данного соотношения следует следующее, что

$$V^{-1} = V^H$$

а значит, собственные значения матрицы будут вещественными числами, которые обозначают мощность сигналов, которые поступают на раскрыт приемной АР по различным путям в результате переотражений сигналов в канале связи. Максимизация отношения выходной мощности помех и шума заключается в нахождении собственного вектора корреляционной матрицы R_{xx} , который соответствует максимальному собственному значению этой матрицы. На основе выше сказанного сигнал после адаптивной обработки можно представить как

$$Y_w = Y^H W_{onm}; \quad (3.7)$$

$$Y_w = H_w X + N, \quad (3.8)$$

где H_w — матрица канала после применения весового вектора

$$H_w = H W_{onm}. \quad (3.9)$$

Алгоритм адаптации на рисунке 3.10. Таким образом формируется эквивалентная характеристика направленности блока адаптации приёмной АР, имеющая максимальное значение в направлении на путь с максимальной мощностью и нулевые значения в направлениях остальных путей.



Рисунок 3.10 – Алгоритм адаптации

3.5. Выводы

1. Исследованы основные особенности алгоритма передачи изображений. Обработка и передача огромных данных изображения по беспроводной сети является одной из основных задач мобильной мультимедийной связи. Медицинские изображения создаются с использованием многих методов, таких как МРТ, рентгенография, ультразвук, ядерная медицина, тактильная визуализация, термография, фотоакустическая визуализация и ЭЭГ.

Изображения также генерируются во время медицинских тестов, таких как ЭКГ и МЭГ. Поскольку размер этих изображений большой, он требует огромного количества места для хранения и хорошей пропускной способности для передачи в исходном состоянии.

2. Рассмотрены основные блоки беспроводной системы связи, на основе которых была составлена структурная схема.
3. Разработан алгоритм моделирования и блока адаптации для систем связи на основе антенны решеток.
4. Разработана и описана структура работы адаптивного блока на основе АР. Кроме того, описана процедура расчета весовых векторов и обработки входных сигналов блоком адаптации.

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗРАБОТАНОГО АЛГОРИТМА ПЕРЕДАЧИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПО БЕСПРОВОДНОМУ КАНАЛУ СВЯЗИ

4.1. Описание условий моделирования беспроводного канала

Целью данной главы является анализ эффективности предложенного адаптивного алгоритма в системе беспроводной связи. Для этой цели была доработана модель уже существующего канала, с учетом распространения сигналов в трехмерном пространстве. Также необходимо разработать общую модель передатчика и приемника беспроводной системы связи, которая позволит выполнить моделирование прохождения сигнала через основные узлы. Что позволит выполнить общий анализ поведения системы в течение заданного времени и позволит оценить теоритически возможные характеристики системы. Такой подход обеспечивает гибкое управление узлами приемника и передатчика и позволяет мгновенно вносить любые изменения до их технической реализации. На сегодняшний день существует множество вычислительных пакетов, которые позволяют выполнить моделирование сложных систем, например LabVIEW, MatLab, MathCAD, которые обладают высокой вычислительной скоростью и точностью расчетов. В данной работе будет использоваться среда моделирования MatLab, как наиболее удобная в плане моделирования отдельных узлов системы беспроводной передачи данных.

В общем случае импульсная характеристика между всеми элементами антенной решетки передатчика и приемника позволяет описать частотные и временные характеристики беспроводного канала. В рассматриваемом случае импульсная характеристика представляет собой отдельные отклики канала передачи данных, которые представляю собой: сигнал прямого пути, в случае если между передатчиком и приемником существует прямая видимость, а

также сигналы, отраженные от различных окружающих предметов. Каждый путь (компонент импульсной характеристики) характеризуется основными параметрами, такие как потери в результате переотражения сигналов и угловые характеристики (азимут и угол места). В качестве несущей частоты выберем частоту из не лицензируемого диапазона 2,4 ГГц и полосой сигнала 30 МГц. В работе сделаны также следующие допущения, что базовая станция стационарна, а мобильная станция движется не более чем 90 км/ч. В таблице 4.1 представлены основные параметры моделирования.

Таблица 4.1

Параметры моделирования канала WiMAX

Параметр	Значение	обозначения
f , ГГц	2,4	Частота несущего сигнала
h_{BS} , м	100	Высота базовой станции
h_{MS} , м	2	Высота мобильной станции
R , м	2500	Горизонтальное расстояние между мобильной и базовой станцией
N	5	Количество путей распространения
M	20	Количество подпутей для каждого пути
N_{TX}	2	Количество приемных антенн мобильной станции
d_{BS}	5λ	Расстояние между фазовыми центрами элементов антенной решетки для BS
f_d , ГГц	15	Частота дискретизации сигнала
v_{BS} , м/с	0	Скорость движения BS
v_{MS} , м/с	1,5	Скорость движение MS
LoS	да	Наличие прямого пути

σ_{AoD} , градусы	5	Углы под которыми распространяются сигналы от BS относительно LOS
σ_{AoA} , градусы	35	Углы под которым сигналы приходят к MS относительно LOS
N_{RX}	2	Количество приемных антенн мобильной станции
d_{MS}	$0,5 \lambda$	Расстояние между фазовыми центрами элементов антенной решетки MS

Известно, что пропускная способность системы MIMO возрастает при увеличении интервала между элементами передающей и приемной AP. Поэтому при моделировании на стороне базовой станции используется разреженная AP с интервалом 5λ , а на мобильной станции используется плотная AP $0,5\lambda$. Так как предложенный адаптивный алгоритм основан на вычислении пространственной (взаимной) корреляции сигналов на выходах AP, приемная AP дополнительно разбивается на блоки для адаптации, причём число блоков приёмной AP должно быть равным числу элементов передающей AP.

4.2. Моделирование системы беспроводной связи

Как было сказано ранее, моделирование позволяет анализировать характеристики системы связи при выбранных параметрах и учетом характеристики среды распространения. Результатом моделирования являются вероятностные характеристики, которые зависят от переменных параметров для каждого эксперимента, например отношение сигнал/шум. Целью моделирования также будет сравнение классических систем SISO и систем с пространственным кодированием MIMO, для которых и будет

применяться алгоритм адаптации. Основной вероятностной характеристикой в данной работе, будем считать вероятность битовой ошибки, которая определяется отношением количества ошибочно принятых битов к общему количеству переданных байт при заданном отношении сигнал/шум[26, 58, 108, 109].

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

где N_{total} – общее количество полученных битов приемником

N_{error} – количество битов с ошибкой

В работе, как уже было сказано во второй главе, системы беспроводной связи будут использовать OFDM в качестве модуляции сигналов. Введем еще одно допущение, что канала является стационарным, т.е. не изменяется в течение одного символа OFDM. Зададимся следующими параметрами OFDM-сигнала, которые соответствуют представленным в таблице 4.2.

Таблица 4.2

Параметры сигнала OFDM

Параметр	Значение
Количество поднесущих	4096
Длительность защитного интервала	$1/4$
Несущая частота	2,4 GHz
Выделенная полоса частот	20 MHz
Длительность одного OFDM-символа	0,2048 μs
Информационные поднесущие	2786
Пилот-сигналы	911
защитных поднесущих	398

Первым делом оценим, как влияет вид модуляции поднесущих OFDM-сигнала на помехоустойчивость систем SISO. Для этого посмотрим на график зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум с применением различных видов цифровой манипуляции поднесущих рисунок 4.1. Из чего можно сделать вывод, что повышение скорости за счет применения многопозиционных видов модуляции снижает помехоустойчивость.

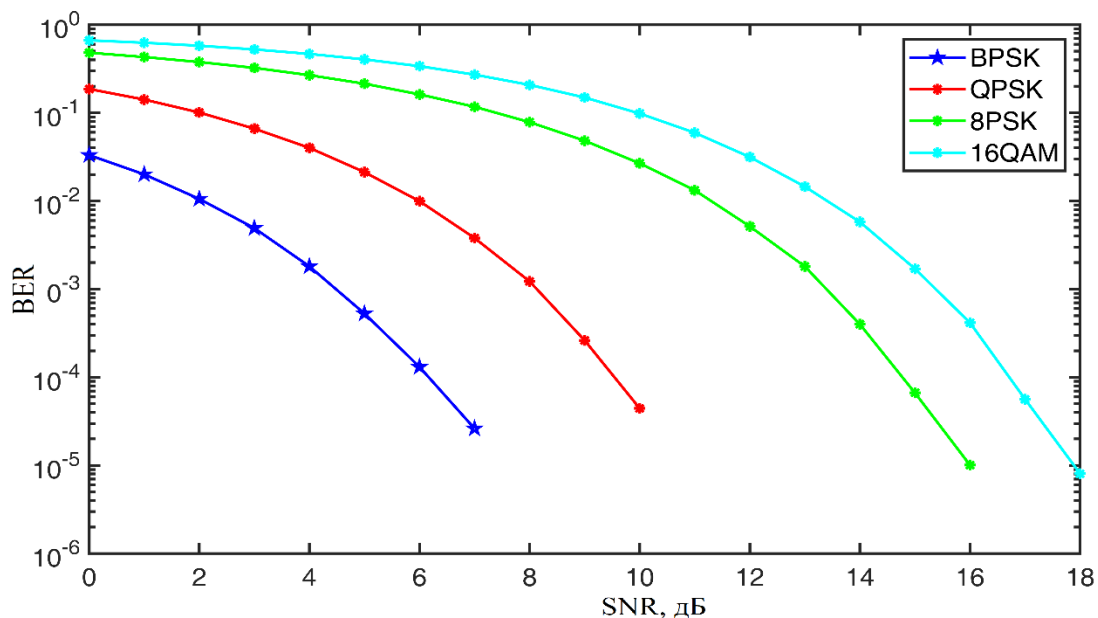


Рисунок 4.1. Зависимость вероятности битовой ошибки при различных видах цифровой манипуляции для системы SISO

Это связано с тем, что расстояние между цифровыми кодами на сигнальном созвездии для 16-QAM существенно ниже, чем у BPSK. Для наглядной демонстрации выше сказанного, на рисунках 4.2 и 4.3 можно увидеть сигнальные созвездия сигналов на выходе демодулятора приемника при разном отношении сигнал/шум.

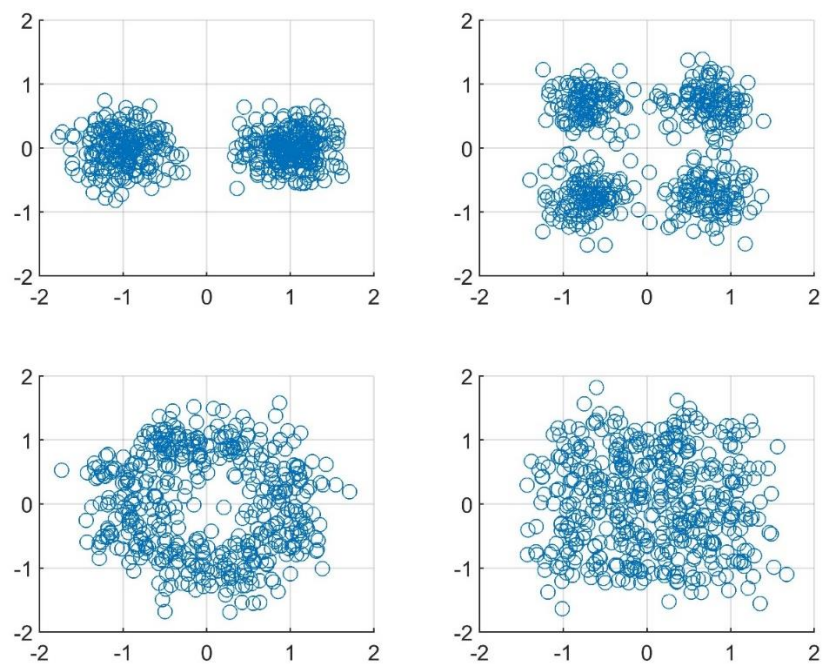


Рисунок 4.2. Сигнальное созвездие при SNR 6 дБ

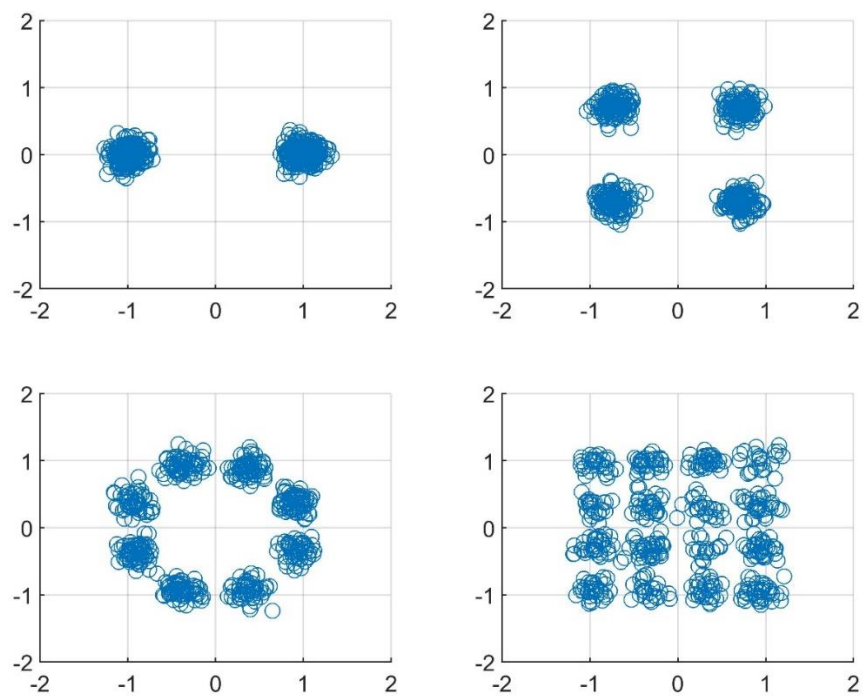


Рисунок 4.3. Сигнальное созвездие при SNR 10 дБ

На основании рисунка 4.2 можно сделать вывод, что если для модуляции BPSK и QPSK информация может быть принята с определенной вероятностью ошибки, в то время как для 8-PSK и 16-QAM декодировать информации практически невозможно. При увеличении отношения сигнал/шум картина изменяется и из рисунка 4.3 уже видно, что для всех видов манипуляции, за исключением 16-QAM, вероятность ошибки стремится к нулю. Из этого можно сделать вывод, что при разработке системы беспроводной связи необходимо найти баланс между пропускной способностью и вероятностью ошибки при выборе вида модуляции поднесущих OFDM-сигнала. В идеале система связи должна автоматически адаптировать модуляцию поднесущих в зависимости от помеховой обстановки.

В таблице 4.3 представлены сводные данные по вероятности битовой ошибки в системе SISO для представленных выше видов цифровой манипуляции.

Таблица 4.3

Вероятность ошибки системы SISO для представленных видов цифровой манипуляции при SNR 6 дБ и 10 дБ

Вид манипуляции	BER	
	SNR 6 дБ	SNR 10 дБ
BPSK	$1,3 \times 10^{-4}$	0
QPSK	0,01	$4,4 \times 10^{-5}$
8-PSK	0,162	0,0267
16-QAM	0,338	0,098

В системах MIMO картина будет сильно отличаться, так как для передачи используются несколько пространственных потоков. Что в свою очередь отразится на графике помехоустойчивости, как это показано на рисунке 4.4.

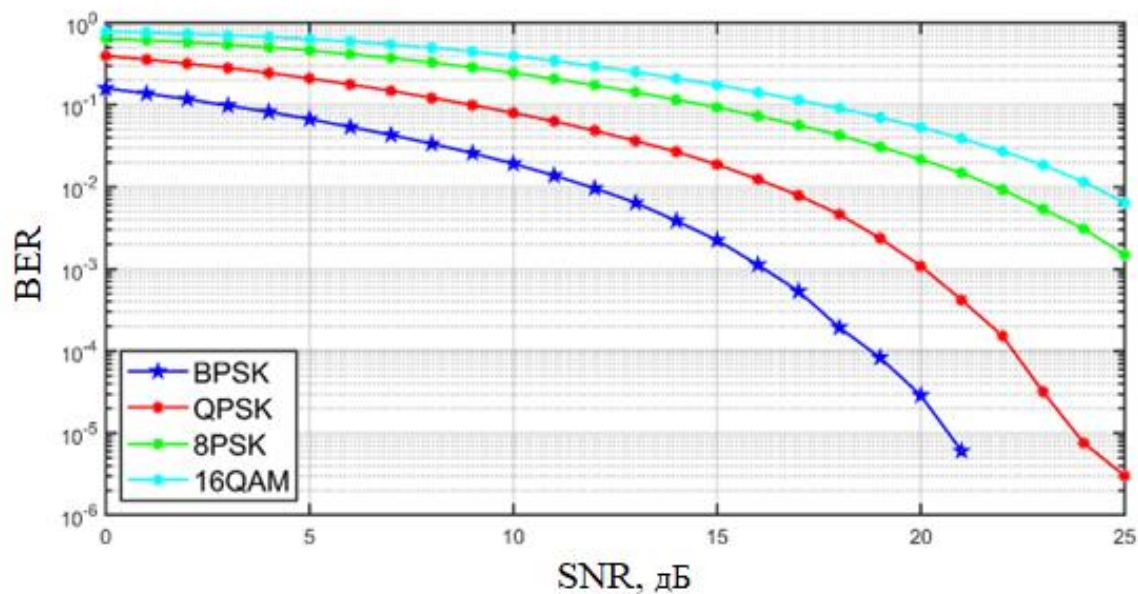


Рисунок 4.4 – Зависимость вероятности битовой ошибки при различных видах цифровой манипуляции для системы MIMO

Ожидается, что помехоустойчивость системы снижается при изменении вида модуляции поднесущих, но отличия уже не так существенны, как это было для системы SISO. Из этого можно сделать вывод, что применение многопозиционных видов модуляции в системах MIMO является предпочтительным.

Аналогично системе SISO в таблице 4.4 представлены сводные данные по вероятности битовой ошибки в системе MIMO.

Таблица 4.4

**Вероятность ошибки системы MIMO для представленных видов
цифровой манипуляции при SNR 6 дБ и 10 дБ**

Тип манипуляции	BER	
	SNR 6 дБ	SNR 10 дБ
BPSK	$5,3 \times 10^{-2}$	$1,9 \times 10^{-2}$
QPSK	0,17	$7,9 \times 10^{-2}$
8-PSK	0,4	0,24
16-QAM	0,5	0,39

Как уже было сказано в первой главе в системах MIMO используется несколько пространственных параллельных потоков, по которым осуществляется передача информации, в результате чего помехоустойчивость будет снижаться при их увеличении из-за интерференции сигналов от соседних потоков.

В связи с этим имеет смысл также проанализировать, какой будет иметь вид вероятность битовой ошибки для систем MIMO с различным количеством антенн на рисунке 4.5.

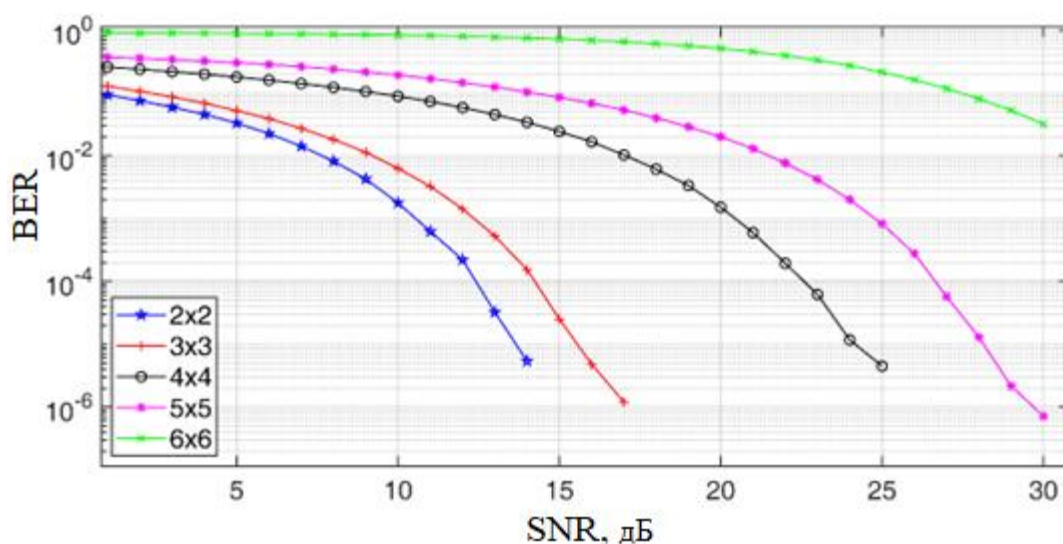


Рисунок 4.5 – Зависимость вероятности битовой ошибки от количества MIMO-антенн с BPSK модуляцией поднесущих

Из рисунка видно, что платой за увеличение пропускной способности является снижение помехоустойчивости системы беспроводной связи. Это связано с тем, что сигналы от разных антенн интерферируют между собой и чем больше потоков, тем выше эта интерференция. Однако, не смотря на это, такой подход позволяет увеличить спектральную эффективность используемой полосы частот, что может эффективно использоваться при высоком отношении сигнал/шум.

Оценим, как увеличится спектральная эффективность при увеличении пространственных потоков. Для этого построим зависимость пропускной способности системы при различном количестве антенн рисунок 4.6. Из рисунка видно, что по сравнению с самой простой системой MIMO 2x2 пропускная способность систем MIMO 3x3, 4x4, 5x5 и 6x6 в процентном соотношении увеличивается на 30%, 56%, 61% и 65% соответственно.

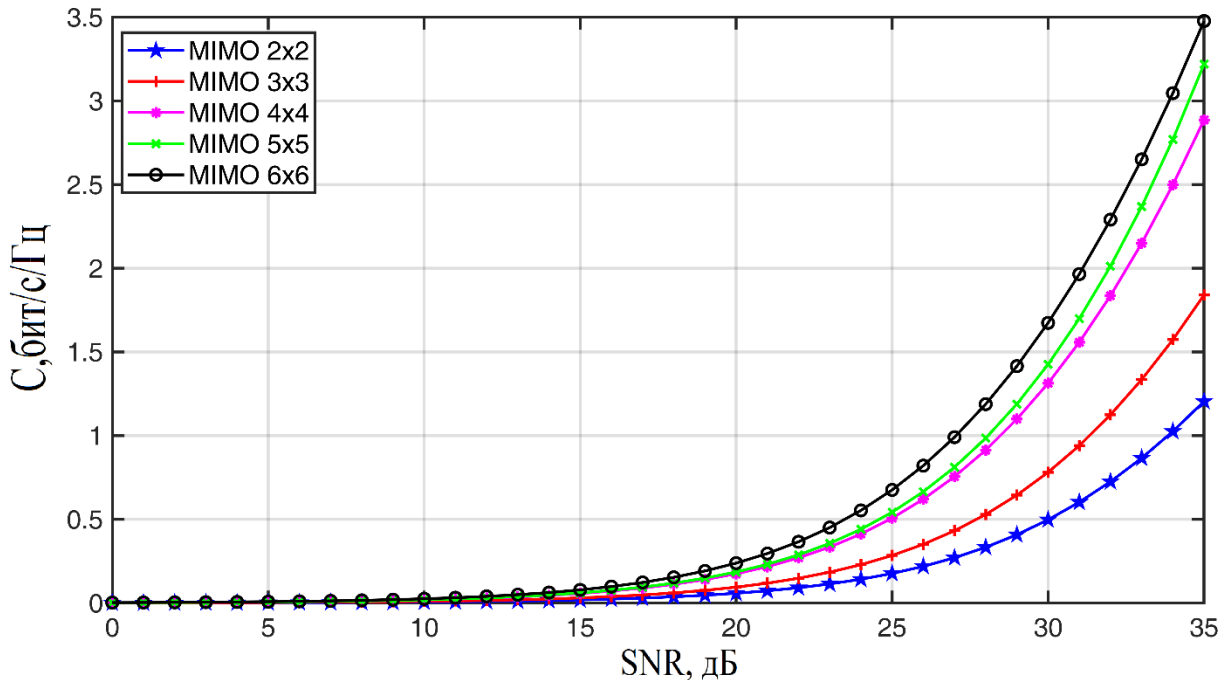


Рисунок 4.6 – Зависимость пропускной способности канала от количества MIMO-антенн без адаптации

4.3. Моделирование адаптивного алгоритма в системе беспроводной связи

В данном разделе рассмотрим, как применение разработанного адаптивного алгоритма на основе антенных решеток позволяет улучшить характеристики системы беспроводной связи. Как уже упоминалось ранее, адаптация будет выполняться только на мобильной станции, а базовая будет осуществлять ненаправленную передачу. В данном разделе аналогично предыдущим буде рассмотрено применение алгоритма в традиционных системах с одной антенной на прием и передачу, так и к системам, основанным на пространственной обработке с множеством антенн на прием и передачу.

Характеристики беспроводной среды и параметры сигналов будут аналогичными приведенных в предыдущих разделах. Количество элементов

антенной решетки для алгоритма адаптации выберем равным восьми, так как в этом случае будет выполняться условие, что количество элементов антенной решетки должно быть больше чем общее количество путей. Для обеспечения лучшей пространственной корреляции сигналов между антеннами выберем расстояние между элементами равным половине длины волны. Сводные параметры блока адаптации для системы SISO представлены в таблице 4.5

Таблица 4.5

Параметры антенной системы SISO с алгоритмом адаптации

Параметр	Значение
Антенна передатчика: количество элементов	1
Антенна приёмника: количество элементов	8
Блок адаптации: количество элементов	8
Антенна приёмника: расстояние между элементами	$0,5\lambda$

Работа адаптивного алгоритма, заключается в формировании характеристики направленности на путь с наибольшей мощностью и нули на остальные пути. Для этого рассмотрим, как будет выглядеть характеристика направленности в результате весовой обработки рисунок 4.7.

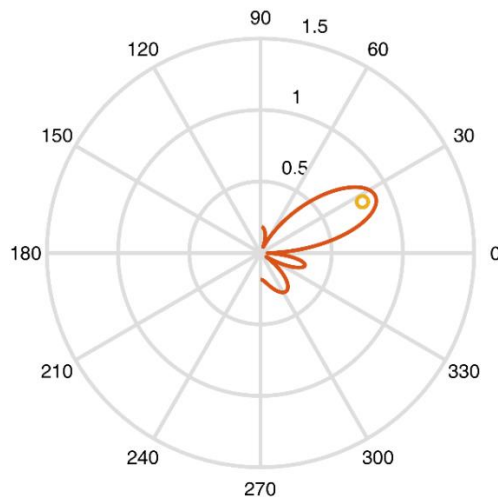


Рисунок 4.7– Эквивалентная диаграмма направленности приемной антенны на выходе блока адаптации.

Анализ рисунка показывает, что блок адаптации позволил получить желаемый результат, максимум диаграммы направленности направлен на прямой путь, который ожидаемо, имеет наибольшую мощность по сравнению с другими путями, так как имеет меньшее затухание и не имеет потерь на переотражения. На этом же рисунке кружком показано реальное направление на прямой путь, которое получено при расчете характеристик беспроводного канала при заданных условиях. Также можно отметить, что в направлении на остальные пути диаграмма направленности будет иметь ноль по возможности или боковые лепестки, которые будут иметь минимальный уровень.

Для наглядности рассмотрим, как будет выглядеть сигнальное созвездие демодулированного сигнала с адаптивным алгоритмом (справа) и без него (слева) на рисунке 4.8 при одинаковом отношении сигнал/шум.

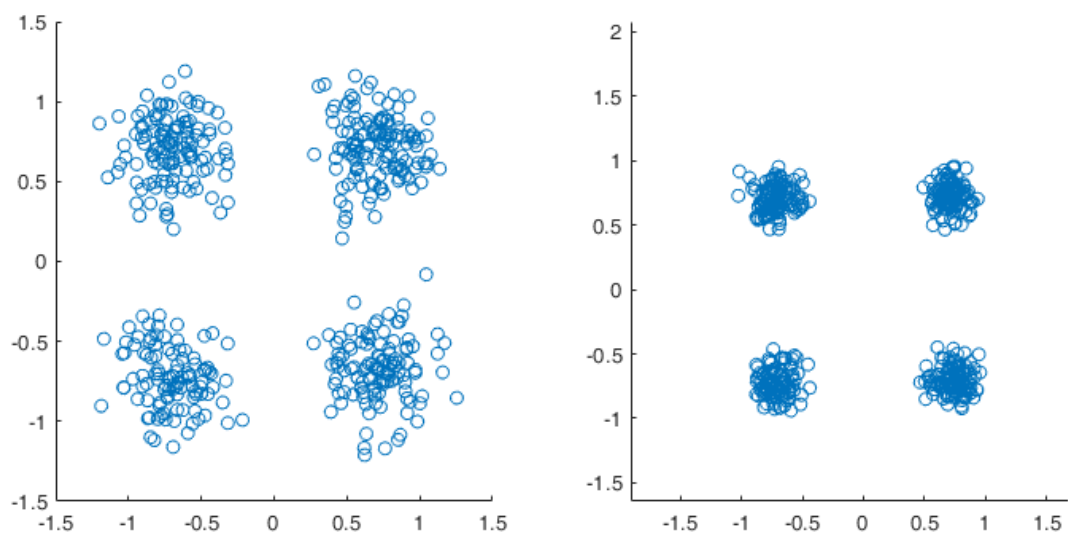


Рисунок 4.8. Созвездие сигналов после демодуляции в приемнике без адаптации и с адаптацией при SNR 10 дБ

Как можно заметить разброс значений демодулированного сигнала без применения адаптивного алгоритма сильно больше чем с адаптивным алгоритмом. Кроме того, можно отметить, что с алгоритмом адаптации вероятность ошибки при таком отношении сигнал/шум стремится к нулю. В отличии от приемника без адаптации. Чтобы более наглядно увидеть разницу построим зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум для двух версий приемников на рисунке 4.9.

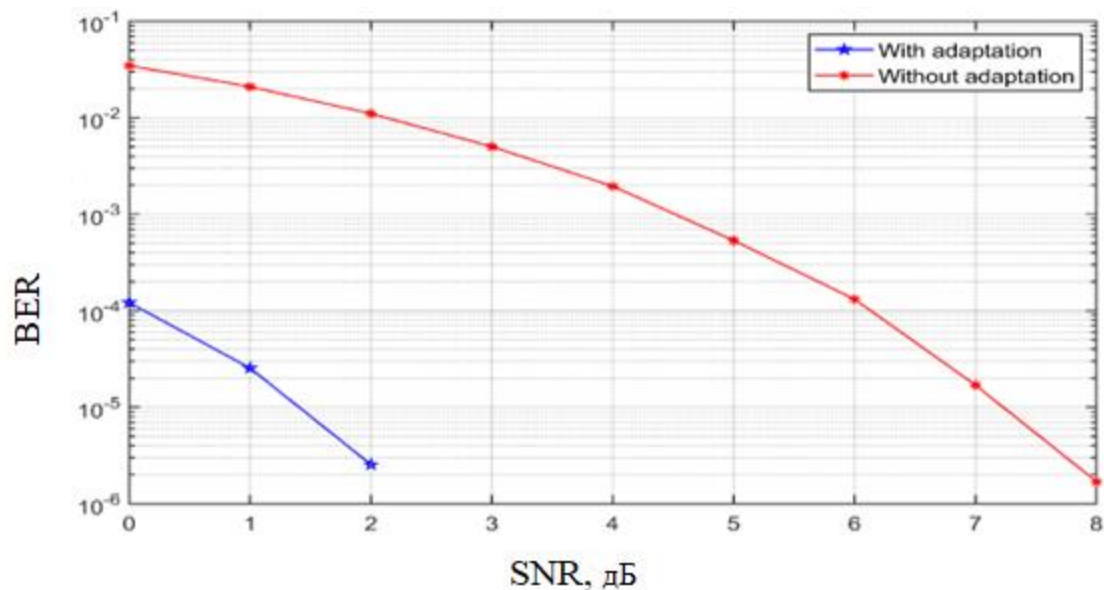


Рисунок 4.9. Зависимость вероятности битовой ошибки для системы SISO с применением адаптивного алгоритма и без него

Данный рисунок наглядно демонстрирует эффективность адаптивного алгоритма в системах SISO, что существенно увеличивает помехоустойчивость системы связи в многолучевом канале. Далее рассмотрим аналогично применение адаптивного алгоритма для системы MIMO с теми же параметрами моделирования. При этом в передатчике будет разреженная антенная решетка, а в приемнике плотная. В таблице 4.6 представлена сводная таблица с параметрами системы MIMO

Таблица 4.6.

Параметры антенной системы MIMO с алгоритмом адаптации

Параметр	Значение
Антенна передатчика: количество элементов	2
Антенна приемника: количество элементов	16
Блок адаптации: количество элементов	8
Антенна приёмника: расстояние между элементами	0,5λ
Антенна передатчика: расстояние между элементами	5λ

В данном случае мы имеем две приемные антенны, которые имеют свои независимые адаптивные блоки, на выходе которых формируется своя характеристика направленности. Построим зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум для такой системы на рисунке 4.10

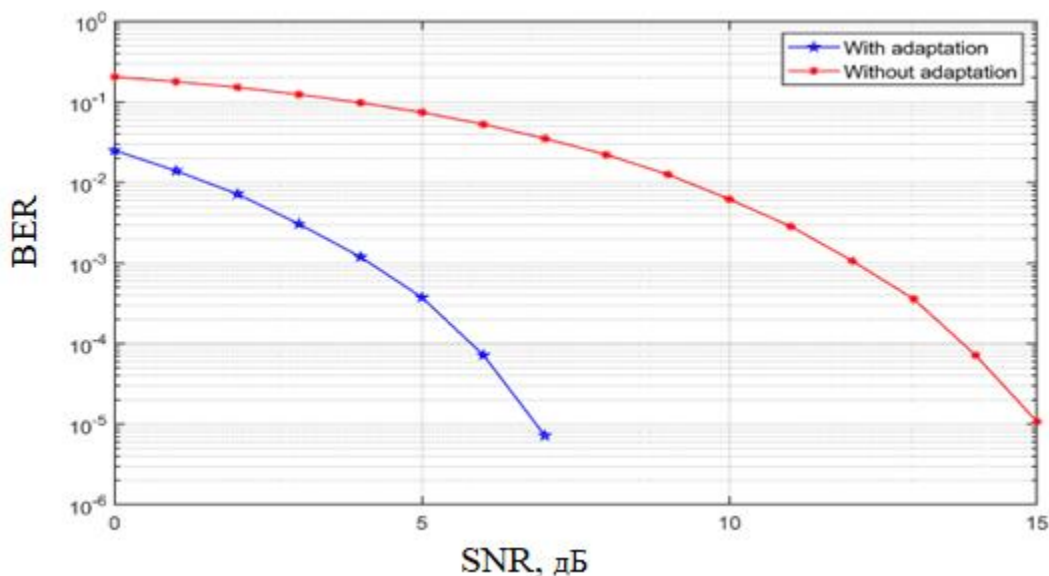


Рисунок 4.10. Зависимость вероятности битовой ошибки для системы MIMO с применением адаптивного алгоритма и без него

Анализ рисунка 4.10 показывает, что применение адаптивного алгоритма существенно повышает помехоустойчивость системы связи, что позволяет применять многопозиционные виды модуляции поднесущих для увеличения скорости передачи информации.

До этого мы рассматривали беспроводной канал, в котором есть прямая видимость между приемником и передатчиком. В реальности прямая видимость может отсутствовать в результате затенения мобильной станции различными объектами. В таком случае многолучевое распространение является полезным и играет важную роль, так как позволяет обеспечить передачу данных от передатчика к приемнику при отсутствии прямой

видимости, что часто характерно для городской среды. Рассмотрим, как будет зависеть вероятность битовой ошибки от отношения сигнал/шум в аналогичном эксперименте, но только при отсутствии прямого пути рисунок 4.11.

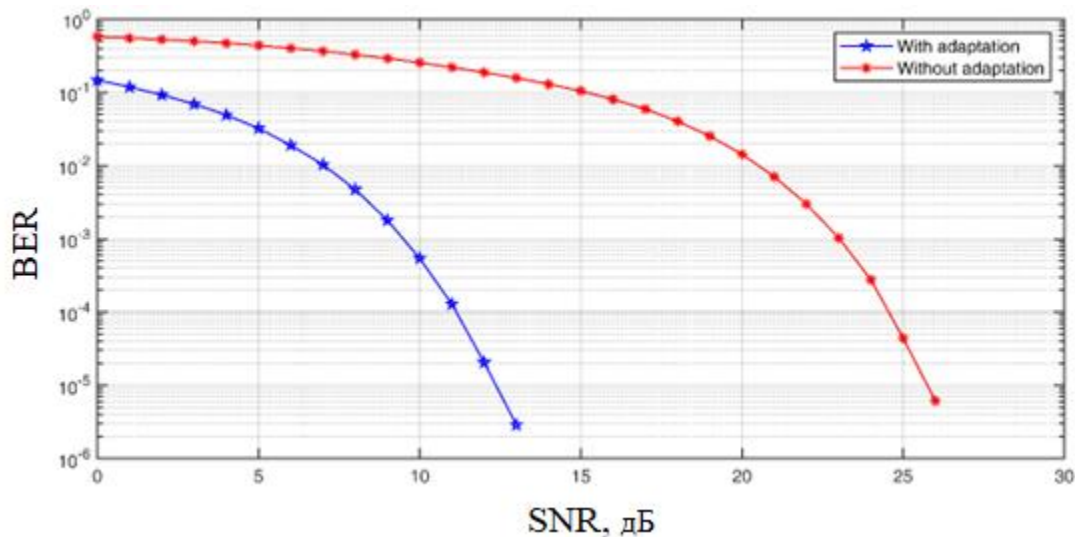


Рисунок 4.11 – Зависимость вероятности битовой ошибки для системы MIMO с применением адаптивного алгоритма и без него в отсутствии прямого пути

На основе приведенных зависимостей вероятности ошибки от отношения сигнал/шум можно сделать вывод, что адаптивный алгоритм позволяет эффективно бороться негативным эффектом многолучевого распространения в среде WiMAX как при наличии прямого пути, так и при его отсутствии. Кроме того применение адаптивного алгоритма позволяет увеличить пропускную способность канала, в этом можно убедиться, если посмотреть на зависимость пропускной способности от отношения сигнал/шум рисунок 4.12.

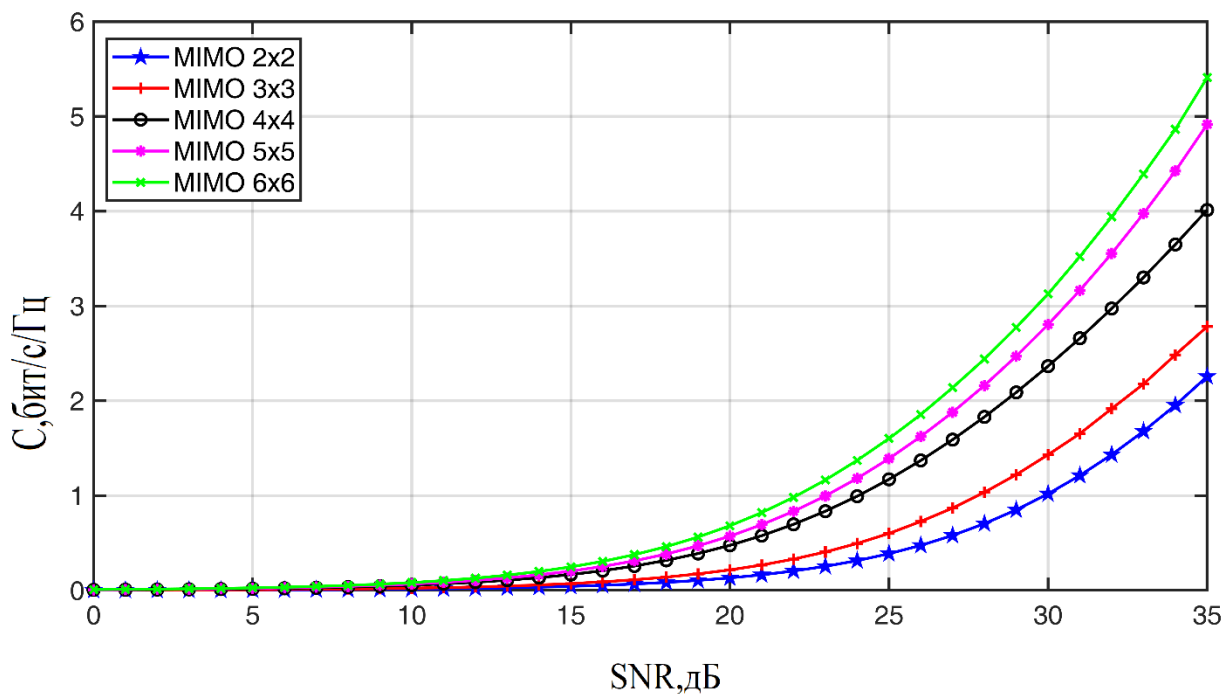


Рисунок 4.12 – Зависимость пропускной способности канала с применением алгоритма адаптации

Таблица 4.7 показывает зависимость вероятности битовой ошибки для системы MIMO при различных видах цифровой манипуляции поднесущих и значениях отношения сигнал/шум.

Таблица 4.7

BER для систем MIMO для различной модуляции при различных SNR

SNR (dB)	BER							
	BPSK		QPSK		8-PSK		16-QAM	
	без адаптации	С адаптацией	без адаптации	С адаптацией	без адаптации	С адаптацией	без адаптации	С адаптацией
5	0,0741	0,0003	0,4854	0,0484	0,5361	0,3316	0,6815	0,2414
6	0,0527	$7,2 \cdot 10^{-5}$	0,4524	0,0321	0,4954	0,2778	0,6461	0,1862
7	0,351	$7,3 \cdot 10^{-6}$	0,4161	0,0181	0,4539	0,2271	0,6023	0,1351
8	0,0221	0	0,3767	0,0102	0,4064	0,1769	0,5572	0,0957
9	0,0125	0	0,3365	0,0044	0,3645	0,1324	0,5078	0,0621
10	0,0062	0	0,2911	0,0018	0,3174	0,0932	0,4592	0,0377
11	0,0028	0	0,2481	0,0005	0,273	0,0615	0,4067	0,021
12	0,001	0	0,2079	$9,9 \cdot 10^{-5}$	0,23	0,0383	0,3566	0,01

4.4. Передача изображений по беспроводному каналу связи

Рассмотрим передачу черно-белого изображения, представленного на рисунке 4.13, по каналу WiMAX. Данное изображение имеет следующие параметры: разрешение 700×560 пикселей, глубина цвета 8 бит и несет информацию только о яркости пикселя. Цветные изображения уже содержат три цветовых канала, что увеличивает объем передаваемой информации в три раза, такие изображения будут рассмотрены далее.

Для количественно оценки качества изображения будем использовать значение среднеквадратической ошибки (MSE) на выходе приемника [56, 99, 101, 110].

$$MSE = \frac{1}{M \cdot N} \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^N (x_{j,k} - \hat{x}_{j,k})^2, \quad (4.2)$$

где M и N – размер в пикселях; x – исходное изображение; $\hat{x}$ – полученное изображение.



Рисунок 4.13 – Исходное изображение

Как и раньше, рассмотрим для начала передачу черно-белого изображения по беспроводному каналу WiMAX для системы SISO для двух видов модуляции поднесущих при SNR 10 дБ с применением алгоритма адаптации и без него на рисунке 4.14 и 4.15.



(a) с адаптацией (MSE=0)

(b) без адаптации (MSE=0.0027)

Рисунок 4.14: Передача изображения в системе SISO с BPSK модуляцией поднесущих



(a) с адаптацией ($MSE=1.5 \cdot 10^{-5}$)

(b) без адаптации ($MSE=0.0315$)

Рисунок 4.15: Передача изображения в системе SISO с QPSK модуляцией поднесущих

Из проведенного эксперимента видно, что шум на изображении при использовании алгоритма адаптации стал ниже, особенно для модуляции QPSK.

Далее рассмотрим результат передачи этого же изображения в системе MIMO 2x2 с видами цифровой манипуляции BPSK и QPSK на рисунках 4.16 и 4.17 и MIMO 5x5 с модуляцией 16-QAM при отношении сигнал-шум 10 дБ на рисунке 4.18.



(b) с адаптацией ($\text{MSE}=3.5 * 10^{-3}$)

(c) без адаптации ($\text{MSE}=0.0266$)

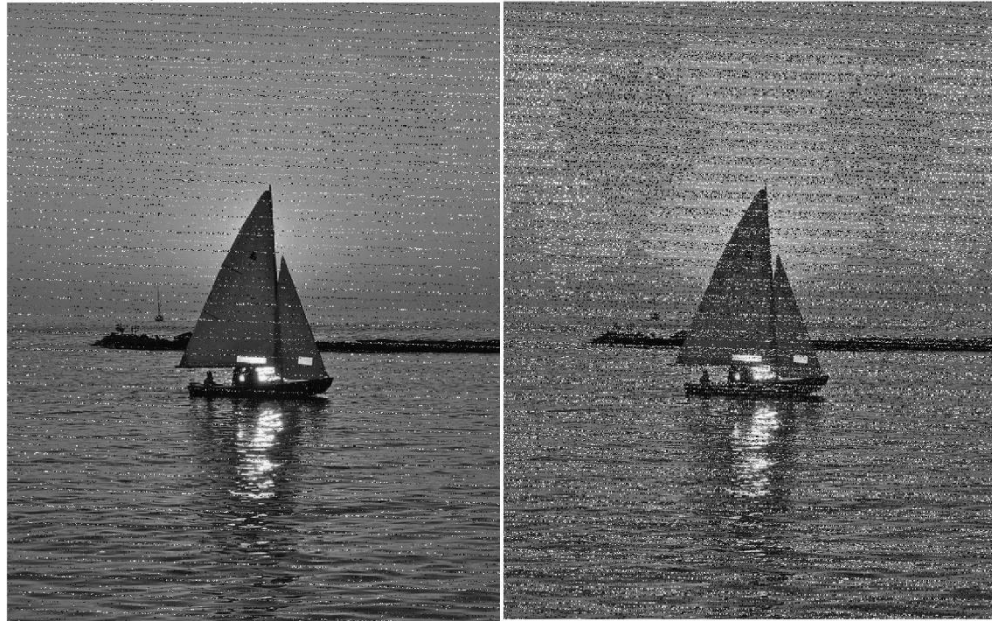
Рисунок 4.16: Передача изображения в системе MIMO 2x2 с BPSK



(b) с адаптацией ($\text{MSE}=1.54 * 10^{-3}$)

(c) без адаптации ($\text{MSE}=0.112$)

Рисунок 4.17: Передача изображения в системе MIMO 2x2 с QPSK.



(b) с адаптацией (MSE=0.041)

(c) без адаптации (MSE=0.227)

Рисунок 4.18: Передача изображения в системе 5x5 MIMO с модуляцией 16-QAM

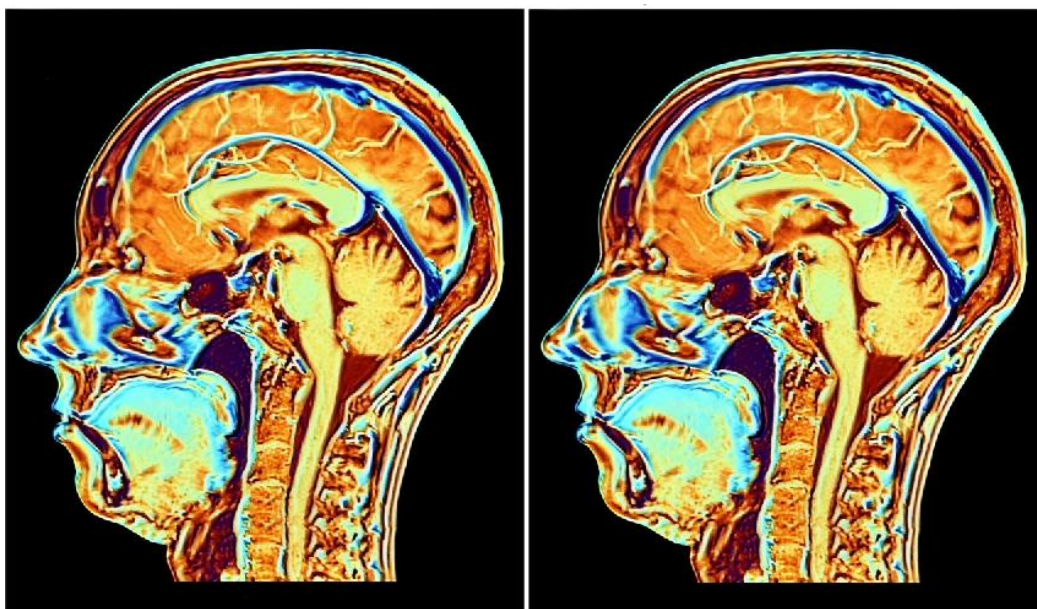
Далее в работе рассмотрим передачу цветных и медицинских изображений. Цветные изображения отличаются от черно-белых тем, что они трехмерны, что усложняет работу с ними. Медицинские изображения создаются с помощью широкого спектра оборудования, например компьютерная томография (КТ), магнитно-резонансная томография (МРТ), ультразвуковое исследование (УЗИ) и т. д. которые имеют большой объем и могут рассматриваться как последовательность 3D-изображений (фрагментов). Передача медицинских изображений может потребоваться, например, в области телемедицины, где можно осуществить медицинскую консультацию и обмен медицинскими данными на расстоянии с использованием телекоммуникационных средств.

На рисунках ниже представлены результаты передачи цветных и медицинских изображений для случая с адаптивным алгоритмом и без него

при $\text{SNR} = 10$ дБ. На рисунке 4.19 показан исходный снимок, а на рисунке 4.20 и 4.21 результат передачи по беспроводному каналу связи в системе SISO при модуляции поднесущих BPSK и 16-QAM соответственно.



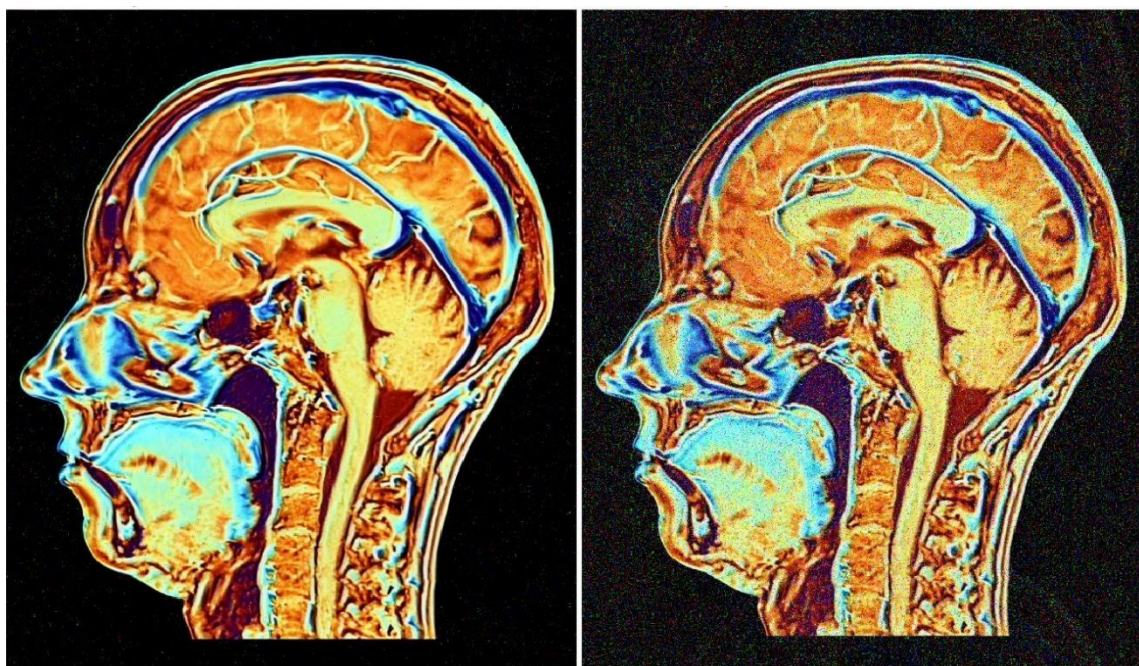
Рисунок 4.19. Исходное изображение



(a) с адаптацией (MSE=0)

(b) без адаптации (MSE=10⁻⁵)

Рисунок 4.20. Передача изображения в системе SISO с BPSK при SNR= 10 дБ

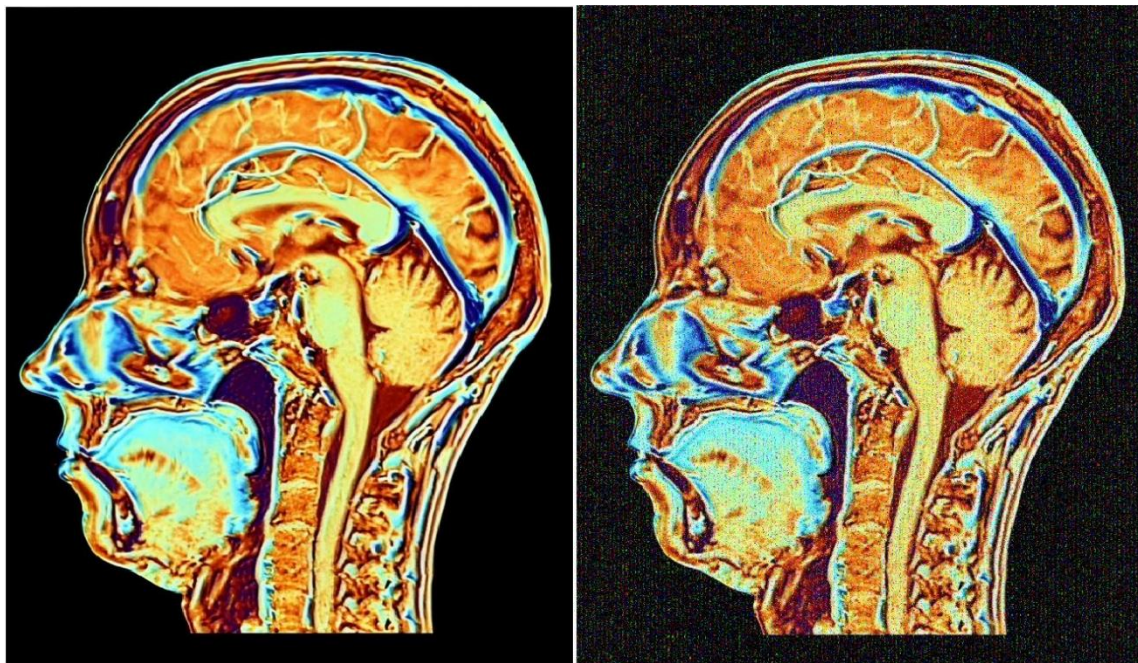


(a) с адаптацией (MSE=0.004)

(b) без адаптации (MSE=0.08)

Рисунок 4.21. Передача изображения в системе SISO с 16-QAM при SNR= 10 дБ

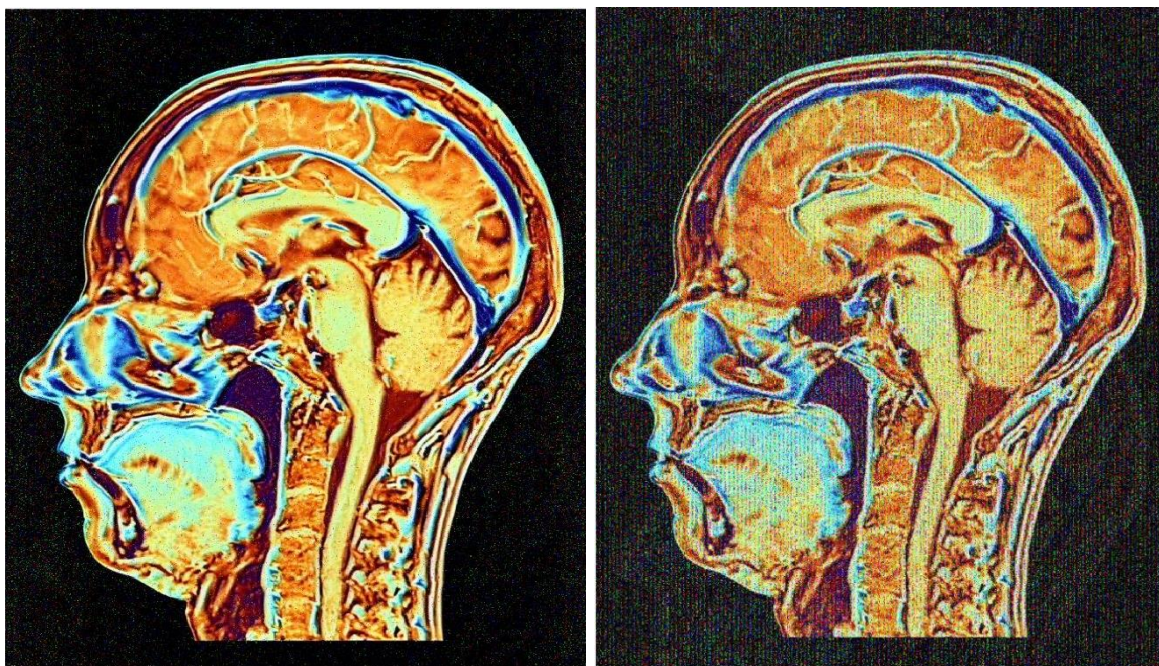
На рисунке 4.22 и 4.23 показан аналогичный результат для системы MIMO 2x2 с типом модуляции поднесущих BPSK и 16-QAM соответственно.



(b) с адаптацией ($MSE=10^{-5}$)

(c) без адаптации ($MSE=0.09$)

Рисунок 4.22. Передача изображения в системе MIMO с BPSK при SNR= 10 дБ



(b) с адаптацией (MSE=0.024)

(c) без адаптации (MSE=0.17)

Рисунок 4.23. Передача изображения в системе MIMO с 16-QAM при SNR=10 дБ

Далее рассмотрим передачу обычных цветных изображений по беспроводному каналу. На рисунке 4.24 представлено оригинальное изображение, а на рисунках 4.25 и 4.26 показан результат для систем SISO и MIMO соответственно при модуляции поднесущих с помощью BPSK и отношением сигнал/шум 10 дБ.



Рисунок 4.24. Исходное изображение



(a) с адаптацией ($MSE=0$)



(b) без адаптации ($MSE=1.9 \times 10^{-5}$)

Рисунок 4.25. Передача цветного в системе SISO с BPSK при $SNR=10$ дБ



(a) с адаптацией ($MSE=2.3 \times 10^{-5}$)

(b) без адаптации ($MSE=0.063$)

Рисунок 4.26. Передача изображения в системе 2x2MIMO с BPSK при SNR=10 дБ

Для количественно оценки качества принимаемых изображений построим зависимость среднеквадратической ошибки от отношения сигнал/шум для исходного черно-белого изображения.

Рассмотрим сначала систему SISO с модуляцией поднесущих BPSK и 16-QAM на рисунках 4.27 и 4.28 соответственно.

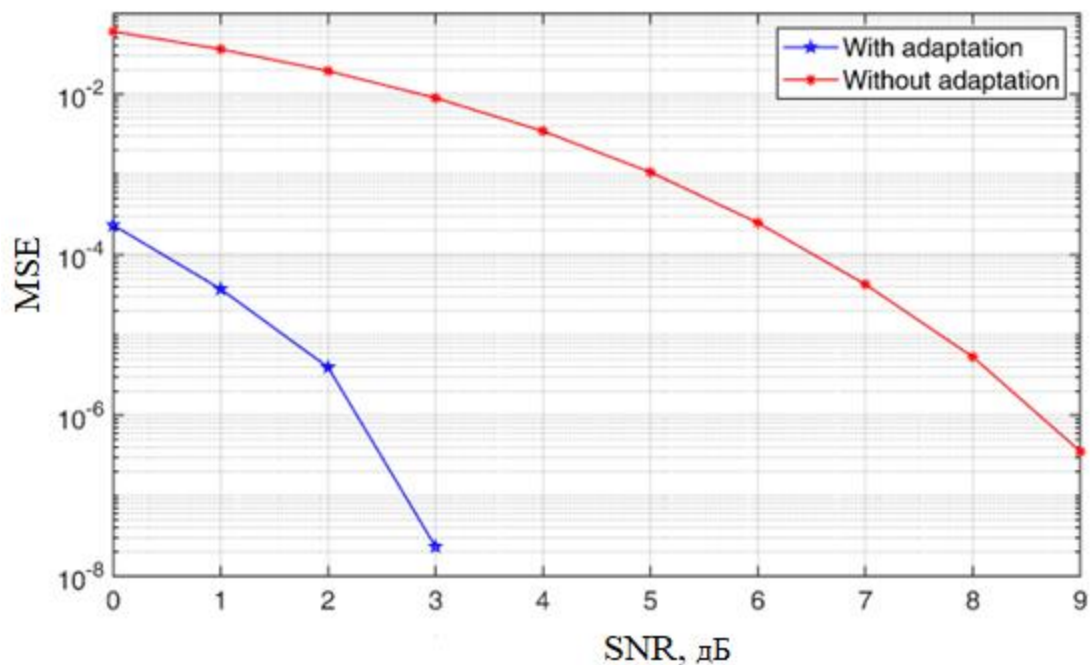


Рисунок 4.27. MSE принятого изображения в системе SISO с применением адаптивного алгоритма и модуляцией BPSK

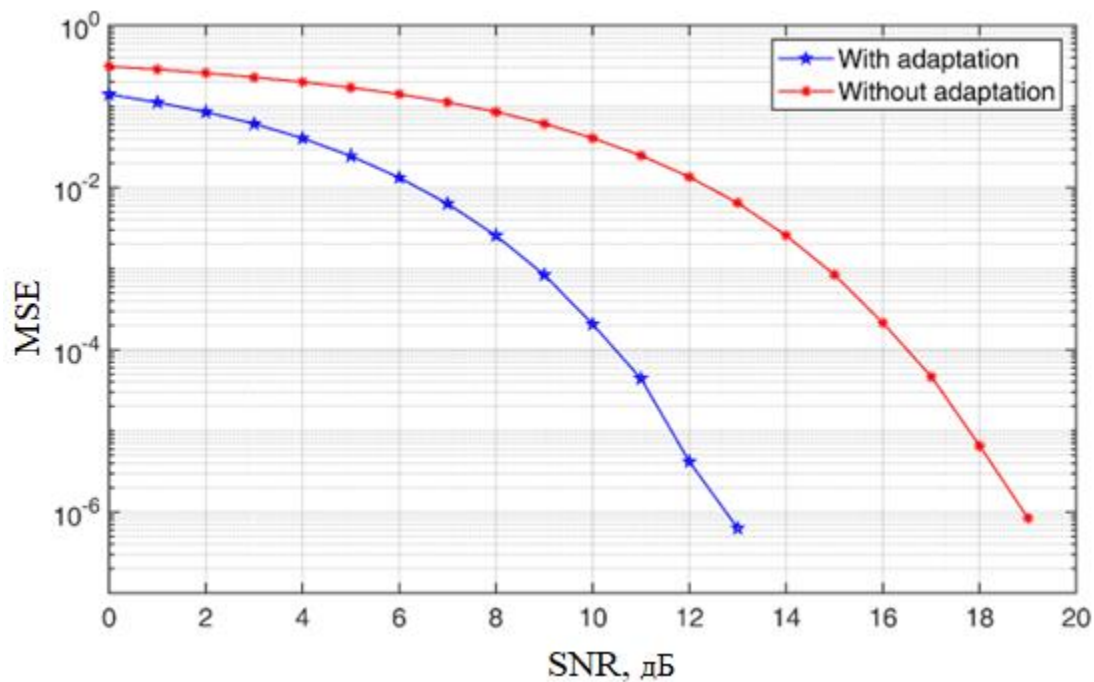


Рисунок 4.28. MSE принятого изображения в системе SISO с применением адаптивного алгоритма и модуляцией 16-QAM

Результаты аналогичного эксперимента для системы MIMO показаны на рисунках 4.29 и 4.30 соответственно.

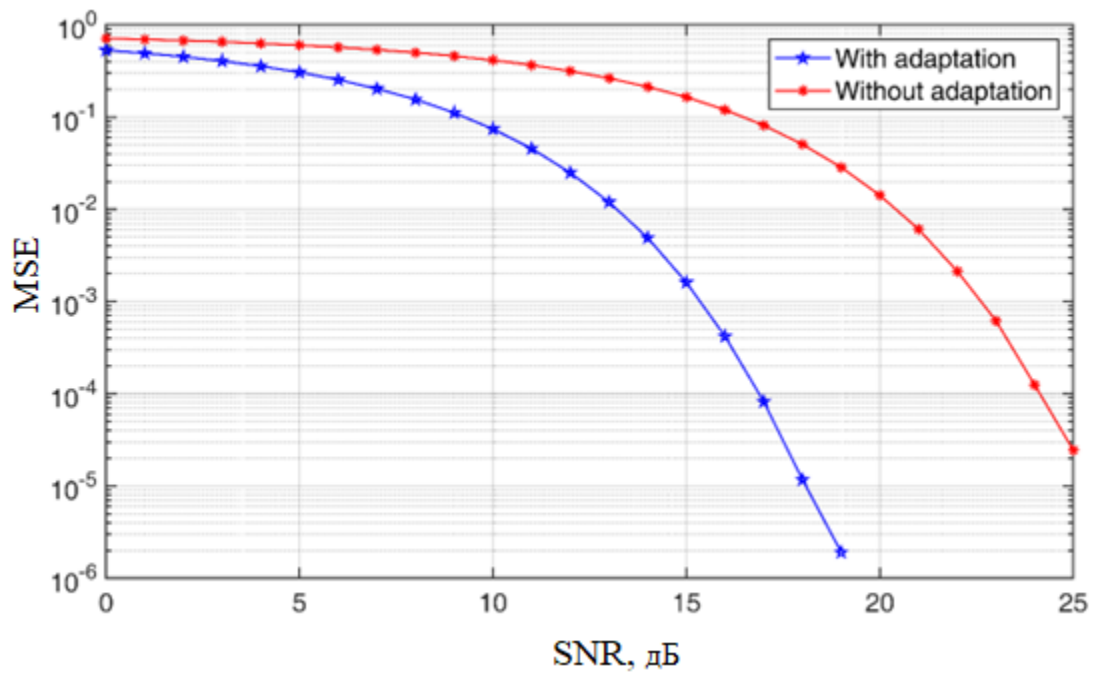


Рисунок 4.29. MSE принятого изображения в системе MIMO с применением адаптивного алгоритма и модуляцией BPSK

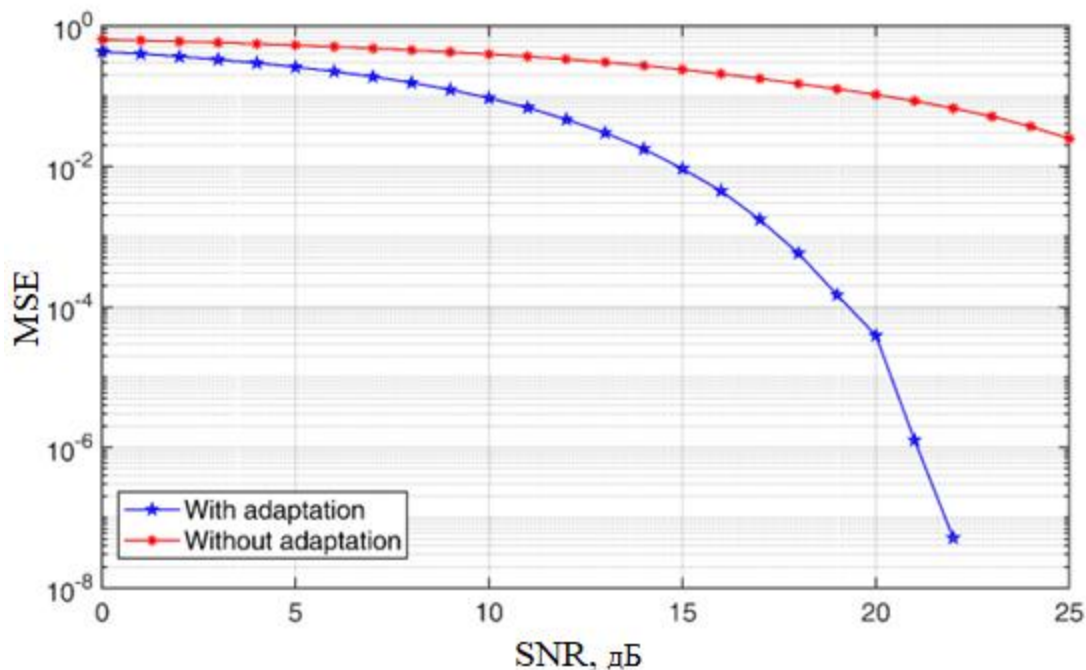


Рисунок 4.30. MSE принятого изображения в системе MIMO с применением адаптивного алгоритма и модуляцией 16-QAM

Анализ представленных рисунков показывает, что значение среднеквадратичной ошибки значительно снижается для систем SISO и MIMO, использующих адаптивный алгоритм.

4.5. Выводы

1. Моделирование систем SISO и MIMO без применения адаптивного блока позволило сравнить помехоустойчивость этих систем при различных видах цифровой манипуляции поднесущих OFDM. А также была проанализировано, как будет изменяться зависимость пропускной способности для систем с пространственно-временной обработкой при различном количестве антенн.

2. Было выполнено моделирование систем беспроводной связи с применение блока адаптивной обработки, который позволяет выполнять пространственную фильтрацию переотражённых сигналов для снижения

помех. В результате при различных параметрах блока адаптивной обработки были получены зависимости вероятности битовой ошибки в системе SISO и MIMO. Также была представлена зависимость пропускной способности для систем с пространственной и адаптивной обработкой. Результаты показали, что адаптивный алгоритм формирует характеристику направленности приемной антенны в направлении пути с наибольшей мощностью.

3. Выполнено моделирование передачи изображений по беспроводному каналу с применением адаптивного алгоритма и без него для систем SISO и MIMO. Результаты были представлены в виде изображения на выходе приемника после декодирования сигнала, а также построены между нормализованной среднеквадратической ошибкой и отношением сигнал/шум. Результаты, зависящие от значений SNR, показали следующие значения MSE, например, для SISO при SNR 2 дБ получена MSE, равная 1.5×10^{-4} , для MIMO 2×2 при SNR 10 дБ получена MSE 3.5×10^{-3} а для MIMO 5×5 при SNR 12 дБ, MSE составила 0,041.

4. Выполнено моделирование передачи цветных и медицинских изображений в тех же системах с применением адаптивного алгоритма и без него. По результатам можно сделать вывод, что использование алгоритма адаптации эффективно позволяет передавать цветные и медицинские изображения, снижает вероятность ошибок в передаваемом сообщении. Например, при фиксированном уровне SNR 10 дБ MSE была получена 10^{-5} при использовании адаптивного алгоритма для системы MIMO, тогда как MSE для той же системы без адаптивного алгоритма равна 0,09. Также при том же значении SNR для системы SISO MSE равна нулю при использовании адаптивного алгоритма, тогда как MSE без адаптивного алгоритма равна 10^{-5} .

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Диссертация работа посвящена системам беспроводной связи на основе использования методов многочастотной модуляции сигналов, пространственного кодирования, а также адаптивной обработки пространственно-временных сигналов. При подготовке диссертации решены следующие задачи:

1. Разработана 3D-модель беспроводного канала WiMAX для анализа и исследования беспроводных систем связи на основе антенных решеток для передачи изображений по беспроводному каналу. Модуль учитывает отражения от различных объектов городской застройки и позволяет моделировать пути прохождения сигналов в трехмерном пространстве.

2. Для эффективной борьбы с переотражениями и замираниями в качестве сигналов используются многочастотные сигналы. Был рассмотрен один из популярных видов модуляции OFDM, а также предложена его структура, которая использовалась в работе.

3. Рассмотрено применение пространственно-временной обработки сигналов с целью обеспечить спектральной эффективности выделенной полосы частот для систем беспроводной связи и обеспечение большей скорости передачи информации.

4. Разработан адаптивный алгоритм пространственной фильтрации сигналов для беспроводных систем на основе антенных решеток. Разработанный алгоритм адаптации позволил снизить вероятность битовой ошибки при передаче информации за счет фильтрации сигналов в канале с отражениями.

5. Выполнено моделирование, которое подтвердило эффективность разработанного алгоритма путем оценки вероятности битовой ошибки и пропускной способности. На основе результатов можно сделать вывод, что

применение алгоритма адаптации позволяет снизить вероятность битовой ошибки для систем SISO на несколько порядков, а для систем MIMO в десятки раз.

6. Моделирование передачи изображения позволило еще раз наглядно продемонстрировать эффективность предложенного алгоритма. А зависимость среднеквадратичной ошибки позволила численно оценить качество изображения на приемной стороне, в результате чего для систем SISO с отношением сигнал/шум 2 дБ был получен MSE равный $1,5 \times 10^{-4}$, а для MIMO 2×2 с тем же значением SNR MSE равный $3,5 \times 10^{-3}$.

ЛИТЕРАТУРА

- 1 *Тихвинский В.О.* Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура [Текст] / В.О. Тихвинский, С.В. Терентьев, А.Б. Юрчук – Москва: Эко-Трендз, 2010. – 284 с.
- 2 *Федосов В.П.* Научные задачи развертывания сети связи 5 поколения (5G) на основе сетей предыдущих поколений беспроводного доступа [Текст] / В.П. Федосов, А.В. Емельяненко, Р.В. Рубцов // Телекоммуникации . – 2015. № 2. – С. 2–9.
- 3 *Рошан П.* Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11 [Текст] / П. Рошан, Д. Лиэри; пер. с англ. – Москва: Издательский дом «Вильямс», 2004 – 304 с.
- 4 *Вишневский В.М.* Энциклопедия WiMAX Путь к 4G [Текст] / В.М. Вишневский, С.Л. Портной, И.В. Шахнович – Москва: Техносфера, 2009. – 472 с.

- 5 *Pareit D.* The history of WiMAX: A complete survey of the evolution in certification and standardization for IEEE 802.16 and WiMAX [Текст] / D. Pareit, B. Lannoo, I. Moerman, P. Demeester // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2011. – No. 14 (4). – P. 1183–1211.
- 6 Продукция АО «Концерн «Гранит-Электрон» и принципы, используемые в разработках Концерна [Электронный ресурс] // Электрон.дан. АО "Концерн "Гранит-Электрон". – URL: <https://www.granit-electron.ru/> (дата обращения: 27.04.2018).’
- 7 Российский научно-исследовательский институт радио имени М.И. Кривошеева (ФГБУ НИИ Радио) [Электронный ресурс] // Электрон.дан. ФГБУ НИИ. – URL: <https://www.niir.ru> (дата обращения: 30.04.2023).
- 8 АО «Росэлектроника» [Электронный ресурс] // Электрон.дан. АО «Росэлектроника». – URL: <https://ruselectronics.ru> (дата обращения: 30.04.2023).
- 9 *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.
- 10 *Reddy A.Y.* MSE and BER analysis of text, audio and image transmission using ML based OFDM [Текст] / A.Y. Reddy, B.L. Reddy, A.S.N.V. Sai, K. Anuraj // Book MSE and BER analysis of text, audio and image transmission using ML based OFDM. IEEE. – 2020. – P. 1–3.
- 11 *Mannan A.* Adaptive processing of image using DWT and FFT OFDM in AWGN and Rayleigh channel [Текст] / A. Mannan, A. Habib // International conference on communication, computing and digital systems (C-CODE). IEEE. – 2017. – P. 346–350.

- 12 *Usha S.M.* Least square channel estimation for image transmission with OFDM over fading channel [Текст] / S.M. Usha, H.B. Mahesh // International Journal of Computer Networks & Communications. – 2020. – Vol. 12. № 1. – P. 1–17.
- 13 *Wu H.* Vision transformer for adaptive image transmission over MIMO channels [Электронный ресурс] / H. Wu // arXiv preprint arXiv:2210.15347. – URL: <https://arxiv.org/abs/2210.15347> (дата обращения: 30.04.2023).
- 14 *Dharavathu K.* Efficient transmission of an encrypted image through a MIMO–OFDM system with different encryption schemes [Текст] / K. Dharavathu, S.A. Mosa // Sensing and Imaging. – 2020. – Vol. 21. № 1. – P. 13.
- 15 *Kansal L.* Performance analysis of massive MIMO-OFDM system incorporated with various transforms for image communication in 5G systems [Электронный ресурс] / L. Kansal // Electronics. – URL: <https://www.mdpi.com/2079-9292/11/4/621> (дата обращения: 30.04.2023).
- 16 *Bandyopadhyay D.* Internet of things: Applications and challenges in technology and standardization [Текст] / D. Bandyopadhyay, J. Sen // Wireless personal communications. – 2011. – Vol. 58. – С. 49–69.
- 17 *Castells M.* Mobile communication and society: A global perspective [Электронный ресурс] / Mit Press. – URL: <https://direct.mit.edu/books/> (дата обращения: 30.04.2023).
- 18 *Chang R.* A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme [Текст] / R. Chang, R. Gibby // IEEE transactions on Communication Technology. – 1968. – No. 16 (4). – P. 529–540.
- 19 *Sen S.* The body is the network: to safeguard sensitive data, turn flesh and tissue into a secure wireless channel [Текст] / S. Sen, S. Maity, D. Das // IEEE Spectrum. – 2020. – No. 57 (12). – P. 44–49.

- 20 *Meng H.* Modeling of transfer characteristics for the broadband power line communication channel [Текст] / H. Meng, S. Chen, Y. Guan, C. Law, P. So, E. Gunawan, T. Lie // IEEE Transactions on Power delivery. – 2004. – No. 19 (3). – P. 1057–1064.
- 21 *Weinstein S.* Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform [Текст] / S. Weinstein, P. Ebert // IEEE transactions on Communication Technology. – 1971. – No. 19 (5). – P. 628–634.
- 22 *Wang B.* Advances in cognitive radio networks: A survey [Текст] / B. Wang, K.R. Liu // IEEE Journal of selected topics in signal processing. – 2010. – No. 5 (1). – P. 5–23.
- 23 *Bingham J.A.* Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come [Текст] / J.A. Bingham // IEEE Communications magazine. – 1990. – No. 28 (5). – P. 5–14.
- 24 *Shen Y.* Channel estimation in OFDM systems [Текст] / Y. Shen, E. Martinez // Freescale semiconductor application note. – 2006. – P. 1–15.
- 25 *Cho Y.S.* MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB [Текст] / Y.S. Cho, J. Kim, W.Y. Yang, C.G. Kang // John Wiley & Sons. – 2010. – P. 457.
- 26 *Федосов В.П.* Передача данных в канале 3D WiMAX на основе SISO-OFDM и MIMO-OFDM [Текст] / В.П. Федосов, Д.С.Д. Джамиль, С.В. Кучерявенко // Известия Южного федерального университета. Технические науки. – 2020. – №6. – С. 6–18.
- 27 *Mobile WiMAX. Part I: A technical overview and performance evaluation.* WiMAX Forum [Электронный ресурс] / Book I: A technical overview and performance evaluation. – URL: <https://wimaxforum.org/> (дата обращения: 30.04.2023).

- 28 *Etsi T.R.* Intelligent Transport Systems (ITS); Vehicular Communications; Basic Set of Applications; Definitions [Текст] / T.R. Etsi //ETSI, Sophia Antipolis. – Cedex. France. – 2009.
- 29 *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. – Vol. 1 (10). – P. 1135–1138.
- 30 *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. – Vol. 32 (3). – P. 511–521.
- 31 *Kasban H.* Performance improvement of digital image transmission over mobile WiMAX networks [Текст] / H. Kasban, M.A.M.K. El-Bendary // Wireless Personal Communications. – 2017. – Vol. 94. – P. 1087–1103.
- 32 *Sedani B.S.* Modeling simulation and comparative analysis of wimax system using mimo OFDM and alamouti coding scheme [Текст]: for the degree of Doctor of Philosophy in Engineering and Technology (Electronics and Communication) / B.S. Sedani. – Shri Jagdishprasad Jhabarmal Tibarewala University. Vidyanagari. Jhunjhunu. Rajasthan, 2012. – 650 p.
- 33 *Легин А.А.* Адаптивный алгоритм обработки пространственно-временных сигналов для цифровой линии связи в среде с переотражениями [Текст]: дис. ... к. т. н.: 05.12.04 /А.А. Легин. – Таганрог, 2018. – 167 с.
- 34 *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. – Vol. 54 (2). – P. 226–230.
- 35 *Fedosov V.* Modeling of systems wireless data transmission based on antenna arrays in underwater acoustic channels [Текст] / V. Fedosov, A. Lomakina, A. Legin, V. Voronin // Proceedings of SPIE. The International Society for Optical Engineering. Architectures, Algorithms, and Applications.

Multisensor, Multisource Information Fusion: Architectures, Algorithms, and Applications 2016. – 2016. – P. 98720G.

36 Федосов В. Алгоритмы обработки пространственно-временных сигналов. Учебное пособие [Текст] / В. Федосов, А. Ломакина // Таганрог: Издательство Южный федеральный университет, 2015. – 73 с.

37 Holter B. On the capacity of the MIMO channel: A tutorial introduction [Текст] / B. Holter // Proc. IEEE Norwegian Symposium on Signal Processing. – 2001. – Vol. 2. – P. 167–172.

38 Yu K. Models for MIMO propagation channels: a review [Текст] / K. Yu, B. Ottersten // Wireless communications and mobile computing. – 2002. – Vol. 2. № 7. – P. 653–666.

39 Gesbert D. From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems [Текст] / D. Gesbert, M. Shafi, D.-S. Shiu, P.J. Smith, A. Naguib // IEEE Journal on selected areas in Communications. – 2003. – Vol. 21 (3). – P. 281–302.

40 Harbi Y. Enhanced air-interfaces for fifth generation mobile broadband communication [Текст]: PhD thesis / Y. Harbi. – University of York, 2017. – P. 37.

41 Laneman J.N. Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks [Текст] / J.N. Laneman, G.W. Wornell // IEEE Transactions on Information theory. – 2003. – Vol. 49. № 10. – C. 2415–2425.

42 Bölcskei H. Space-time wireless systems: from array processing to MIMO communications [Текст] / H. Bölcskei, D. Gesbert, C.B. Papadias // Cambridge University Press. – 2006. – 620 p.

- 43 *Vilar F.C.* Implementation of zero forcing and MMSE equalization techniques in OFDM [Текст] / F.C. Vilar, A. de Lucena // Universitat Politècnica de Catalunya: Escola Tècnica Superior d'Enginyeria. – 2015. – 52 p.
- 44 *Kumar N.S.* Performance analysis of $m \times n$ equalizer based minimum mean square error (MMSE) receiver for MIMO wireless channel [Текст] / N.S. Kumar, K.R.S. Kumar // International Journal of Computer Applications. – 2011. – Vol. 16. № 7. – С. 47–50.
- 45 *Kim N.* Performance analysis of MIMO system with linear MMSE receiver [Текст] / N. Kim, Y. Lee, H. Park // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2008. – Vol. 7. № 11. – С. 4474–4478.
- 46 *Uthansakul P.* Multipath signal effect on the capacity of MIMO, MIMO-OFDM and spread MIMO-OFDM [Текст] / P. Uthansakul, M.E. Bialkowski // 15th International Conference on Microwaves. Radar and Wireless Communications. IEEE Cat. No. 04EX824. – 2004. – Vol. 3. – P. 989–992.
- 47 *Shafin R.* DoA estimation and capacity analysis for 3-D millimeter wave massive-MIMO/FD-MIMO OFDM systems [Текст] / R. Shafin, L. Liu, J. Zhang, Y.C. Yu // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2016. – Vol. 15. № 10. – P. 6963–6978.
- 48 *Guerreiro J.* On the achievable capacity of MIMO-OFDM systems in the CathLab environment [Текст] / J. Guerreiro, R. Dinis, L. Campos // Sensors. – 2020. – Vol. 20. № 3. – 938 p.
- 49 *Zatman M.* Underwater acoustic mimo channel capacity [Текст] / M. Zatman, B. Tracey // Book Underwater acoustic mimo channel capacity. IEEE. – 2002. – P. 1364–1368.
- 50 *Catreux S.* Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks [Текст] / S. Catreux, V. Erceg, D. Gesbert, R.W. Heath // IEEE communications Magazine. – 2002. – Vol. 40. № 6. – P. 108–115.

- 51 *Lee D.* DQN-based adaptive modulation scheme over wireless communication channels [Текст] / D. Lee, Y. Ghyu Sun, S. Hyun Kim, I. Sim // IEEE Communications Letters. – 2020. – Vol. 24. № 6. – P. 1289–1293.
- 52 *Fantacci R.* Adaptive modulation and coding techniques for OFDMA systems [Текст] / R. Fantacci, D. Marabissi, D. Tarchi, I. Habib // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2009. – Vol. 8. № 9. – P. 4876–4883.
- 53 *Berberidis K.* Efficient decision feedback equalizer for sparse multipath channels [Текст] / K. Berberidis, A.A. Rontogiannis // IEEE international conference on acoustics speech and signal processing. – 2000. – Vol. 5. – P. V–2725.
- 54 *Barry J.R.* Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels [Текст] / J.R. Barry, J.M. Kahn, W.J. Krause, E.A. Lee, D.G. Messerschmitt // IEEE journal on selected areas in communications. – 1993. – Vol. 11. № 3. – P. 367–379.
- 55 *Coleri S.* Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems [Текст] / S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, A. Bahai // IEEE Transactions on broadcasting. – 2002. – Vol. 48. № 3. – P. 223–229.
- 56 *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 // 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), IEEE. – 2021. – P. 443–446.
- 57 *Fedosov V.P.* Theoretical Analysis of Adaptive Algorithm Modulation Scheme in 3D OFDM WiMAX System [Текст] / V.P. Fedosov, J.S. Jameel, S.V. Kucheryavenko // Trends in Sciences. – 2022. – Vol. 19, № 12. – P. 4605–4605.

- 58 *Fedosov V.* Three-dimensional model of hydro acoustic channel for research MIMO systems [Текст] / V. Fedosov, A. Lomakina, A. Legin, V. Voronin // Proceedings of SPIE. The International Society for Optical Engineering. Ocean Sensing and Monitoring IX. – 2017. – Vol. 9. – P. 101860W.
- 59 *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. – Vol. 1. – P. 1–14.
- 60 *Khan M.W.* Modeling of acoustic propagation channel in underwater wireless sensor networks [Текст] / M.W. Khan, Y. Zhou, G. Xu // Book Modeling of acoustic propagation channel in underwater wireless sensor networks. IEEE. – 2014. – P. 586–590.
- 61 *Zajic A.G.* Statistical modeling of MIMO mobile-to-mobile underwater channels [Текст] / A.G. Zajic // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2011. – Vol. 60 (4). – P. 1337–1351.
- 62 *Zhang L.* On the 3D beamforming and proactive cell shaping with 3GPP 3D channel model [Текст] / L. Zhang, J. Liu, K. Liu, Y. Zhou // Book On the 3D beamforming and proactive cell shaping with 3GPP 3D channel model. IEEE. – 2014. – P. 688–693.
- 63 *Oberli C.* Maximum likelihood tracking algorithms for MIMO-OFDM [Текст] / C. Oberli, B. Daneshrad // IEEE International Conference on Communications. – 2004. – Vol. 4. – P. 2468–2472.
- 64 *Mashhadi M.B.* Pruning the pilots: Deep learning-based pilot design and channel estimation for MIMO-OFDM systems [Текст] / M.B. Mashhadi, D. Gündüz // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2021. – Vol. 20. № 10. – P. 6315–6328.

- 65 *Baxley R.J.* Pilot design for OFDM with null edge subcarriers [Текст] / R.J. Baxley, J.E. Kleider, G.T. Zhou // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2009. – Vol. 8. № 1. – P. 396–405.
- 66 *Zhao Y.* A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing [Текст] / Y. Zhao, A. Huang // IEEE 47th Vehicular Technology Conference. Technology in Motion. – 1997. – Vol. 3. – P. 2089–2093.
- 67 *Dietrich F.A.* Pilot-assisted channel estimation based on second-order statistics [Текст] / F.A. Dietrich, W. Utschick // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2005. – Vol. 53. № 3. – P. 1178–1193.
- 68 *Choi Y.S.* On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective Rayleigh fading channels [Текст] / Y.S. Choi, P.J. Voltz, F.A. Cassara // IEEE Transactions on Communications. – 2001. – Vol. 49. № 8. – P. 1375–1387.
- 69 *Poornima R.* Performance improvement in mobile WiMAX using higher order sub carrier modulation techniques [Текст] / R. Poornima, N. Prabakaran // International Conference on Circuits. Power and Computing Technologies: ICCPCT-2015. – 2015. – P. 1–5.
- 70 *Salleh A.* Simulation of WiMAX System Based on OFDM Model with Difference Adaptive Modulation Techniques [Текст] / A. Salleh, N.R. Mohamad, M.Z.A. Abd Aziz, M.H. Misran, M.A. Othman, N.M.Z. Hashim // International Journal of Computer Science and Mobile Computing. – 2013. – Vol. 2. № 9. – P. 178–183.
- 71 *Konyeha C.* An Investigation into Bit Error Rate (BER) Performance of WiMAX Standard Compliant Systems [Электронный ресурс] / C. Konyeha, S. Konyeha // Wireless Communications. – URL:

<https://www.researchgate.net/publication/344999913> (дата обращения: 30.04.2023).

72 *Mohamed M.A.* Performance simulation of IEEE 802.16 e WiMAX physical layer [Текст] / M.A. Mohamed, M.S. Abo-El-Seoud, H.M. Abd-El-Atty // 2nd IEEE International Conference on Information Management and Engineering. – 2010. – P. 661–668.

73 *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. – Vol. 51 (6). – P. 1615–1624.

74 *Minn H.* Optimal training signals for MIMO OFDM channel estimation [Текст] / H. Minn, N. Al-Dhahir // IEEE transactions on wireless communications. – 2006. – Vol. 5 (5). – P. 1158–1168.

75 *Liao Y.* Deep learning based channel estimation algorithm for fast time-varying MIMO-OFDM systems [Текст] / Y. Liao, Y. Hua, Y. Cai // IEEE Communications Letters. – 2019. – Vol. 24. № 3. – P. 572–576.

76 *Foschini G.J.* On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas [Текст] / G.J. Foschini, M.J. Gans // Wireless personal communications. – 1998. – Vol. 6 (3). – P. 311–335.

77 *Mare K.P.* On the performance gain of STFC-LDPC concatenated coding scheme for MIMO-WiMAX [Текст] / K.P. Mare // University of Pretoria. – 2009. – 125 p.

78 *Abe T.* Space-time turbo equalization in frequency-selective MIMO channels [Текст] / T. Abe, T. Matsumoto // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2003. – Vol. 52. № 3. – P. 469–475.

79 *Paulraj A.J.* Space-time processing for wireless communications [Текст] / A.J. Paulraj, C.B. Papadias // IEEE signal processing magazine. – 1997. – Vol. 14. № 6. – P. 49–83.

- 80 *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.
- 81 *Luo Z.* General MMSE channel estimation for MIMO-OFDM systems [Текст] / Z. Luo, D. Huang // Book General MMSE channel estimation for MIMO-OFDM systems. IEEE. – 2008. – P. 1–5.
- 82 *Shrivias A.K.* A comparative analysis of LS and MMSE channel estimation techniques for MIMO-OFDM system [Текст] / A.K. Shrivias // International Journal for Scientific Research and Development. – 2015. – Vol. 1. № 8. – P. 44–48.
- 83 *Raju M.* Mean square error analysis in MIMO-OFDM system using pilot based channel estimation [Текст] / M. Raju, K.A. Reddy // International Conference on Signal Processing. Communication. Power and Embedded System. – 2016. – P. 1631–1636.
- 84 *Dubey N.* A comprehensive review on channel estimation in OFDM system [Текст] / N. Dubey, A. Pandit // International Journal online of science. – 2019. – Vol. 5. № 3. – P. 1–4.
- 85 *Bagadi K.P.* MIMO-OFDM channel estimation using pilot carries [Текст] / K.P. Bagadi, S. Das // International Journal of computer applications. – 2010. – Vol. 2. № 3. – P. 81–88.
- 86 *Dong M.* Optimal design and placement of pilot symbols for channel estimation [Текст] / M. Dong, L. Tong // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2002. – Vol. 50. № 12. – P. 3055–3069.
- 87 *Yang L.X.* Synchronization of three identical systems and its application for secure communication with noise perturbation [Текст] / L.X. Yang, J. Zhang //

International Conference on Information Engineering and Computer Science. – 2009. – P. 1–4.

88 *Ramanathan A.* Machine Learning in Music Genre Classification [Текст] / A. Ramanathan, P. Srivastava, R. Jeya // Turkish Online Journal of Qualitative Inquiry. – 2021. – Vol. 12. № 3. – P. 2494–2510.

89 *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. – Vol. 12 (3). – P. 239–253.

90 *Ramanathan A.* Machine Learning in Music Genre Classification [Текст] / A. Ramanathan, P. Srivastava, R. Jeya // Turkish Online Journal of Qualitative Inquiry. – 2021. – Vol. 12. № 3. – P. 2494–2510.

91 *Bhargav N.* Co-channel interference and background noise in k - μ fading channels [Текст] / N. Bhargav, C.R.N. da Silva, Y.J. Chun, S.L. Cotton, M.D. Yacoub // IEEE Communications Letters. – 2017. – Vol. 21 (5). – P. 1215–1218.

92 *Romero-Jerez J.M.* Receive antenna array strategies in fading and interference: an outage probability comparison [Текст] / J.M. Romero-Jerez, A.J. Goldsmith // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2008. – Vol. 7 (3). – P. 920–932.

93 *Ermolova N.Y.* Outage probability analysis in generalized fading channels with co-channel interference and background noise: η - μ/η - μ , η - μ/κ - μ , and κ - μ/η - μ scenarios [Текст] / N.Y. Ermolova, O. Tirkkonen // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2013. – Vol. 13 (1). – P. 291–297.

94 *Madhusudhan K.* A secure medical image transmission algorithm based on binary bits and Arnold map [Текст] / K. Madhusudhan, P. Sakthivel // Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing. – 2021. – Vol. 12. – P. 5413–5420.

- 95 *Jameel J.S.* Lossy Compression of Medical Images Using Multiwavelet Transforms [Текст] / J.S. Jameel, M.H. Ali, M. Abomaaly, H.K. Shamkhi, N. Yahya // Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering (JTEC). – 2017. – № 9. – P. 7–11.
- 96 *Jameel J.S.* Medical Image Denoising Using Mixed Transforms [Текст] / J.S. Jameel // Journal of University of Babylon for Engineering Sciences. – 2018. – Vol. 26 (4). – P. 272–281.
- 97 *Mrak M.* Picture quality measures in image compression systems [Текст] / M. Mrak, S. Grgic, M. Grgic // Book Picture quality measures in image compression systems. IEEE. – 2003. – P. 233–236.
- 98 *Yang C.-Y.* Single-image super-resolution: A benchmark [Текст] / C.-Y. Yang, C. Ma, M.-H. Yang // Book Single-image super-resolution: A benchmark. – 2014. – P. 372–386.
- 99 *Fedosov V.* Adaptive algorithm for data transmission in wireless channels based on MIMO-OFDM technique [Текст] / V. Fedosov, A. Legin, A. Lomakina // Book Adaptive algorithm for data transmission in wireless channels based on MIMO-OFDM technique. – 2017. – P. 218–221.
- 100 *Fedosov V.* Algorithms based on MIMO-OFDM technology for realization of digital hydroacoustic communication channel [Текст] / V. Fedosov, A. Legin, A. Lomakina // Izvestiya SfedU. Engineering Sciences. – 2015. – Vol. 168 (7). – P. 148–158.
- 101 *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. IOP Publishing. – 2021. – Vol. 1973, № 1. – P. 012131.

- 102 Korn G.A. Analog/hybrid computation and digital simulation [Текст] / G.A. Korn, R. Vichnevetsky // IEEE Transactions on Computers. – 1976. – Vol. 25 (12). – P. 1312–1320.
- 103 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. № 3. – P. 301–312.
- 104 Schulze H. Theory and applications of OFDM and CDMA: Wideband wireless communications [Текст] / H. Schulze, C. Lüders // John Wiley & Sons. – 2005. – P. 420.
- 105 Sklar B. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. I. Characterization [Текст] / B. Sklar // IEEE Communications magazine. – 1997. – Vol. 35 (7). – P. 90–100.
- 106 Belouchrani A. Direction finding in correlated noise fields based on joint block-diagonalization of spatio-temporal correlation matrices [Текст] / A. Belouchrani, M.G. Amin, K. Abed-Meraim // IEEE Signal Processing Letters. – 1997. – Vol. 4 (9). – P. 266–268.
- 107 Ordóñez L.G. Ordered eigenvalues of a general class of Hermitian random matrices with application to the performance analysis of MIMO systems [Текст] / L.G. Ordóñez, D.P. Palomar, J.R. Fonollosa // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2008. – Vol. 57 (2). – P. 672–689.
- 108 Рыжов В.П. Многопользовательское пространственно-временное кодирование и декодирование в системе связи на основе антенных решеток [Текст] / В.П. Рыжов, В.П. Федосов // Излучение и рассеяние электромагнитных волн ИРЭМВ-2003. – 2003. – С. 271–275.
- 109 Ahmadi S. Mobile WiMAX: A systems approach to understanding IEEE 802.16 m radio access technology [Текст] / S. Ahmadi // Academic Press. – 2010. – P. 20123.

110 *Wang H.* 4G wireless video communications [Текст] / H. Wang, L. Kondi, A. Luthra, S. Ci // John Wiley & Sons. – 2009. – 394 p.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Функция модуляции OFDM-сигнала

```
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
        DCSubCarrier = true; % Presence of zero subcarrier
        WindowingLength = 16; % Window duration
        NumofPilots = []; % Pilot subcarrier numbers
        NumSymbols = 1; % Characters
        PreambleInsert = false; % Add preamble
        PreamblePeriod = 4; % Preamble is added every 4 characters
    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
                        end
                    end
                end
            end
        end
    end
end
```

```

        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
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());

    if(obj.PreambleInsert)

```

```

Hpr = comm.PNSequence('Polynomial',[11 2 0], ...
    'SamplesPerFrame', obj.NSbuCarrier,...
    'InitialConditions',[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

```

```

end %Modulate END
function [n] = GetNSym(obj)
    n = obj.NumSymbols;
end%GetNSym END
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
        if (DCSubCarrier)
            PosData(PosData == (NSbuCarrier / 2 + 1)) = [];
        end
        PilotData = zeros(LengthPilot, NTx);
        for tx = 1 : 1 : NTx
            PilotData(:, tx) = exp(-sqrt(-1) * 2 * pi * (tx-1) * L * (1:LengthPilot).' / LengthPilot);
        end
    end %DataAndPilotPos END
end %Private methods END

end

```

Функция демодуляции OFDM-сигнала

```

classdef OFDMDemodulator < handle
    properties (Access = private)
        NSbuCarrier = 256
        NumGuardSubCarriers = [0, 0];
        CycPrefixLength = 8;
        Windowing = false;
        WindowingLength = 16;
        NumofPilots = [];
        NumSymbols = 1
        PreambleInsert = false
        PreamblePeriod = 4
        EstimateMethod = 'LSE'
    end
end

```

```

end
methods (Access = public)
function obj = OFDMDemodulator(varargin)
    if nargin > 0
        for i = 1 : 2 : length(varargin)
            switch varargin{i}
                case 'NSbuCarrier'
                    obj.NSbuCarrier = 2^nextpow2(varargin{i + 1});
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('OFDM0');
        end
        case 'PreambleInsert'
            if(isa(varargin{i + 1}, 'logical'))
                obj.PreambleInsert = varargin{i + 1};
            else
                error('PreambleInsert');
            end
        case 'EstimateMethod'
            if strcmp(varargin{i + 1}, 'LSE') || strcmp(varargin{i + 1}, 'MMSE')
                obj.EstimateMethod = varargin{i + 1};
            else
                error('Wrong estimation parametr');
            end
        otherwise
            error("");
        end
    end
else
    warning("");
end
end %OFDMDemodulator
function DemodData = DemodulateOFDM(obj, objTx, objRx, objCh, InData, varia)
    NumRx = objRx.getNumRxAntenna() / objRx.getNumBlockRxAntenna();
    NumTx = objTx.getNumTxAntenna();
    if(obj.PreambleInsert)
        NumPreamble = ceil(obj.NumSymbols / obj.PreamblePeriod);
        PreambleCount = 1;
    else
        NumPreamble = 0
    end
    [PosData, PosPilot, pilot_tx] = obj.DataAndPilotPos(obj.NumofPilots,
obj.NumGuardSubCarriers, NumTx, obj.NSbuCarrier, obj.DCSubCarrier,
objCh.GetNumPath());
    ModData = zeros(obj.NSbuCarrier, obj.NumSymbols, NumRx)
    for rx = 1 : 1 : NumRx
        SymCount = 1;
        SymbolBegin = obj.CycPrefixLength + 1;
        for Nsym = 1 : 1 : obj.NumSymbols + NumPreamble
            if(mod((Nsym - 1) + obj.PreamblePeriod, obj.PreamblePeriod) == 0 &&
obj.PreambleInsert == true
                sigma = obj.NSbuCarrier + obj.CycPrefixLength;
                SymbolBegin = sigma + obj.CycPrefixLength + 1
            end
        end
    end
end

```

```

        PreambleCount = PreambleCount + obj.PreamblePeriod
    else
        ModData(:, SymCount, rx) = fftshift(fft(InData(SymbolBegin : SymbolBegin +
obj.NSbuCarrier - 1, SymCount, rx))./ obj.NSbuCarrier); OFDM ?
        SymCount = SymCount + 1;
    end
end
end
pilot_rx = zeros(length(obj.NumofPilots), obj.NumSymbols, NumRx);
for rx = 1 : 1 : NumRx
    for Nsym = 1 : 1 : obj.NumSymbols
        pilot_rx(:, Nsym, rx) = ModData(PosPilot(1, :), Nsym, rx);
    end
end
[H, Hw] = obj.ChannelEstimation(pilot_tx, pilot_rx, NumTx, NumRx,
objCh.GetNumPath(), obj.NSbuCarrier, obj.NumSymbols, PosPilot, varia);
%objCh.GetNumPath()
PayloadLength = obj.NSbuCarrier - obj.DCSubCarrier - obj.NumGuardSubCarriers(1) -
obj.NumGuardSubCarriers(2) - length(obj.NumofPilots);
Payload = zeros(PayloadLength, obj.NumSymbols, NumRx);
for rx = 1 : 1 : NumRx
    for Nsym = 1 : 1 : obj.NumSymbols
        Payload(:, Nsym, rx) = ModData(PosData, Nsym, rx);
    end
end
DemodData = zeros(length(Payload), obj.NumSymbols, NumTx);
for nsym = 1 : 1 : obj.NumSymbols
    for dl = 1 : 1 : length(Payload)
        DemodData(dl, nsym, :) = pinv(reshape(Hw(:, :, PosData(dl), nsym), NumRx,
NumTx)) * squeeze(Payload(dl, nsym, :)));
    end
end
end %DemodulateOFDM
function DemodData = DemodulateOFDMWithHmatrix(obj, objTx, objRx, objCh, InData,
H)
    NumRx = objRx.getNumRxAntenna() / objRx.getNumBlockRxAntenna();
    NumTx = objTx.getNumTxAntenna();
    for sym = 1 : 1 : obj.NumSymbols
        InData(:, sym, :) = (squeeze(H(:, :, sym)))\squeeze(InData(:, sym, :)).';
    end
    if(obj.PreambleInsert)
        NumPreamble = ceil(obj.NumSymbols / obj.PreamblePeriod);
        PreambleCount = 1;
    else
        NumPreamble = 0
    end
end

```

```

        [PosData, PosPilot, pilot_tx] = obj.DataAndPilotPos(obj.NumofPilots,
obj.NumGuardSubCarriers, NumTx, obj.NSbuCarrier, obj.DCSubCarrier,
obj.Ch.GetNumPath());
        ModData = zeros(obj.NSbuCarrier, obj.NumSymbols, NumRx)
        for rx = 1 : 1 : NumRx
            SymCount = 1;
            SymbolBegin = obj.CycPrefixLength + 1;
            for Nsym = 1 : 1 : obj.NumSymbols + NumPreamble
                if(mod((Nsym - 1) + obj.PreamblePeriod, obj.PreamblePeriod) == 0 &&
obj.PreambleInsert == true)
                    sigma = obj.NSbuCarrier + obj.CycPrefixLength; %
                    SymbolBegin = sigma + obj.CycPrefixLength + 1;%
                    PreambleCount = PreambleCount + obj.PreamblePeriod
                else
                    ModData(:, SymCount, rx) = fftshift(fft(InData(SymbolBegin : SymbolBegin +
obj.NSbuCarrier - 1, SymCount, rx))./ obj.NSbuCarrier); OFDM ?
                    SymCount = SymCount + 1;
                end
            end
        end
        PayloadLength = obj.NSbuCarrier - obj.DCSubCarrier - obj.NumGuardSubCarriers(1) -
obj.NumGuardSubCarriers(2) - length(obj.NumofPilots);
        Payload = zeros(PayloadLength, obj.NumSymbols, NumRx);
        for rx = 1 : 1 : NumRx
            for Nsym = 1 : 1 : obj.NumSymbols
                Payload(:, Nsym, rx) = ModData(PosData, Nsym, rx);
            end
        end
        DemodData = zeros(length(Payload), obj.NumSymbols, NumTx);
        for nsym = 1 : 1 : obj.NumSymbols
            for dl = 1 : 1 : length(Payload)
                DemodData(dl, nsym, :) = Payload(dl, nsym, :);
            end
        end
        end %DemodulateOFDMWithHmatrix
    end %methods public
    methods (Access = private)
        function [h, H] = ChannelEstimation(obj, pilot_tx, pilots_rx, Ntx, Nrx, L, NSubCarrier,
Nsym, pilotPos, varia)
            h = zeros(Ntx, Nrx, L, Nsym);
            h_mmse = zeros(Ntx, Nrx, L, Nsym);
            H = zeros(Ntx, Nrx, NSubCarrier, Nsym);
            Hmmse = zeros(Ntx, Nrx, NSubCarrier, Nsym);
            F = dftmtx(NSubCarrier);
            F = fftshift(F(:, 1 : L), 1);

```

```

for nsym = 1 : 1 : Nsym
    for rx = 1 : 1 : Nrx
        for tx = 1 : 1 : Ntx
            A(:,(1:L)+(tx-1)*L) = diag(pilot_tx(:, tx))*F(pilotPos(1,:),:);
        end
        ChanEst = pinv(A)*pilots_rx(:, nsym, rx);
        for tx = 1 : 1 : Ntx
            h(rx,tx,:,nsym) = (ChanEst((1:L)+(tx-1)*L));
        end
    end
end
F = dftmtx(NSubCarrier);
F = F(:, 1 : L);
for nsym = 1 : Nsym
    for rx = 1 : Nrx
        for tx = 1 : Ntx
            H(rx, tx, :, nsym) = ifftshift(F * squeeze(h(rx, tx, :, nsym)));
        end
    end
end
if(strcmp(obj.EstimateMethod, 'MMSE'))
    F = dftmtx(NSubCarrier);
    F = fftshift(F(:, 1 : L), 1);
    for nsym = 1 : 1 : Nsym
        for rx = 1 : 1 : Nrx
            for tx = 1 : 1 : Ntx
                A(:,(1:L)+(tx-1)*L) = diag(pilot_tx(:, tx))*F(pilotPos(1,:),:);
            end
            ChanEst = pinv(A)*pilots_rx(:, nsym, rx);
            M = ones(length(ChanEst)) .* ChanEst.';
            R_h = (M * M') / length(ChanEst);
            ChanEst = R_h * A' * pinv(A*R_h*A' + varia * eye(100)) * pilots_rx(:, nsym,
rx);

            for tx = 1 : 1 : Ntx
                h_mmse(rx,tx,:,nsym) = (ChanEst((1:L)+(tx-1)*L));
            end
        end
    end
end
F = dftmtx(NSubCarrier);
F = F(:, 1 : L);
for nsym = 1 : Nsym
    for rx = 1 : Nrx
        for tx = 1 : Ntx
            Hmmse(rx, tx, :, nsym) = ifftshift(F * squeeze(h_mmse(rx, tx, :, nsym)));
        end
    end
end

```

```

        end
        H = Hmmse;
    end
end %ChannelEstimation ENd
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
    if (DCSubCarrier)
        PosData(PosData == (NSbuCarrier / 2 + 1)) = [];
    end
    PilotData = zeros(LengthPilot, NTx);
    for tx = 1 : 1 : NTx
        PilotData(:, tx) = exp(-sqrt(-1) * 2 * pi * (tx-1) * L * (1:LengthPilot).' / LengthPilot);
    end

end %DataAndPilotPos END
end %methods private
end

```

Функция адаптивной обработки сигнала в премнике

```

classdef AdaptationBlock < handle
    properties (Access = private)
        adaptationType = 'phase';
        nBlock = 2; %The number of blocks for the formation of DN
        DNspase = 1; %Relative to voltage level 0.7
        nDn = 2; %Number of formed DNs
        dAlpha; %The angles at which the spaced DN    end
    methods (Access = public)
        if nargin > 0
            for i = 1:2:length(varargin)
                switch varargin{i}
                    case 'adaptationType'
                        obj.adaptationType = varargin{i + 1};
                    case 'nBlock'
                        obj.nBlock = varargin{i + 1};
                    case 'nDn'
                        obj.nDn = varargin{i + 1};
                end
            end
        end
    end
end

```

```

        end
    end
end
function [adaptSignal, H, R, V, D, Wopt] = processAdaptation(obj, InSignal, objTx, objRx,
objSignal, objChannel, Hl)
    switch obj.adaptationType
        case 'phase'
            [adaptSignal, H, R, V, D, Wopt] = obj.PhaseAdaptation(InSignal, objTx, objRx,
objSignal, objChannel, Hl);
        case 'amp'
            [adaptSignal, H, R, V, D, Wopt] = obj.AmplitudeAdaptation(InSignal, objTx,
objRx, objSignal, objChannel, Hl);
        end
    end %processAdaptation
function [F, theta] = viewAdaptationDn(obj, objRx, objSignal, ChannelObj, V)
    theta = -90:1:90 - 1;
    F = zeros(1, length(theta));
    for n = 1 : 1 : obj.nDn
        F = F + obj.CalcDn(theta, obj.dAlpha(n), objRx, objSignal, ChannelObj)*V(n);
    end
end %viewAdaptationDn END
function [DN, theta] = viewAmpDn(obj, objRx, objSignal, ChannelObj)
    lamda = objSignal.getLambda(ChannelObj);
    [dMS_hor, dMS_ver] = objRx.GetAPSpace();
    dMS = dMS_hor * lamda;
    N = objRx.getNumBlockRxAntenna();

    DN = zeros(obj.nDn, 2048);
    for d = 1 : 1 : obj.nDn
        fi = exp(1j*(0:1:(N - 1))*2*pi*dMS/lamda*sind(obj.dAlpha(d)));
        DN(d,:) = fftshift(fft(fi,2048));
    end
    theta = asind(-lamda/dMS/2 : lamda/dMS/2048 : lamda/dMS/2 - (lamda/dMS/2048));
end %viewAmpDn
    function [Type] = GetAdaptType(obj)
        Type = obj.adaptationType;
    end %GetAdaptType
end
methods (Access = private)
    function [adaptSignal, H, R, V, D, Wopt] = AmplitudeAdaptation(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();
[dMS_hor, dMS_ver] = objRx.GetAPSpace();
RxN = NRx / objRx.getNumBlockRxAntenna(); % Number of MIMO Antennas
obj.nBlock = objRx.getNumBlockRxAntenna(); %Number of blocks to adapt
alpha_07 = 51 * objSignal.getLambda(objChannel) / obj.nBlock /
(objSignal.getLambda(objChannel)*dMS_hor);

obj.dAlpha = zeros(1, obj.nDn);
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
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(:, 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);
            end
        end
    end
end
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);

```

```

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 = [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;
        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 = [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);
end %AmplitudeAdaptation
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
    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);
    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));
            end
        end
    end

```

```

        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
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
end

```

параметры сигнала

```

classdef SignalParameters < handle
    properties (Access = private)
        fc = 100; %Carrier frequency [kHz]
        BW = 0; %Signal bandwidth [kHz]
        fd = 1e3; % Signal sampling rate [kHz]
        M; %Bits per character
        hMod;
        hDemod;
        ObjType = 'Signal Parametrs';
    end
    methods (Access = public)
        function obj = SignalParameters(varargin)
            if nargin > 0
                for i = 1:2:length(varargin)
                    switch varargin{i}
                        case 'fc'
                            obj.fc = varargin{i + 1};
                        case 'BW'
                            obj.BW = varargin{i + 1};
                        case 'fd'
                            obj.fd = varargin{i + 1};
                        case 'ModType'
                            switch varargin{i + 1}
                                case 'QPSK'

```

%Creates a

code

16,...

```
obj.hMod = comm.QPSKModulator(...%'PhaseOffset', pi/4 %Creates a
'BitInput', false, ... %output signal vector of integers
'SymbolMapping', 'Gray', ... %Symbol map, for the constellation the Gray
'OutputDataType', 'double'); %Output Array Type
obj.hDemod = comm.QPSKDemodulator(...%'PhaseOffset', pi/4

'BitOutput', false, ... %output signal vector of integers
'SymbolMapping', 'Gray', ... %Symbol map, for the constellation the Gray
'OutputDataType', 'double'); %Output Array Type
obj.M = 2;
case 'BPSK'
obj.hMod = comm.PSKModulator('ModulationOrder', 2,...
'BitInput', false, ... %output signal vector of integers
'PhaseOffset', 0,...
'SymbolMapping', 'Gray', ... %Symbol map, for the constellation the Gray
'OutputDataType', 'double'); %Output Array Type
obj.hDemod = comm.PSKDemodulator('ModulationOrder', 2,...
'BitOutput', false, ... %output signal vector of integers
'SymbolMapping', 'Gray', ... % Symbol map, for constellation the Gray

'PhaseOffset', 0,...
'OutputDataType', 'double'); %Output Array Type
obj.M = 1;
case '8-PSK'
obj.hMod = comm.PSKModulator ('ModulationOrder', 8,...
'BitInput', false, ... %output signal vector of integers
'SymbolMapping', 'Gray', ... %Symbol map, for the constellation the Gray
'OutputDataType', 'double'); %Output Array Type

obj.hDemod = comm.PSKDemodulator('ModulationOrder', 8,...
'BitOutput', false, ... %output signal vector of integers
'SymbolMapping', 'Gray', ... %Symbol map, for the constellation the Gray
'OutputDataType', 'double'); %Output Array Type
obj.M = 3;
case '16-QAM'
obj.hMod = comm.RectangularQAMModulator ('ModulationOrder', 16,...
'BitInput', false, ... %output signal vector of integers
'SymbolMapping', 'Gray', ... %Symbol map, for the constellation the Gray
'OutputDataType', 'double',... %Output Array Type
'NormalizationMethod', 'Average power');

obj.hDemod = comm.RectangularQAMDemodulator ('ModulationOrder',

'BitOutput', false, ... %output signal vector of integers
'SymbolMapping', 'Gray', ... %Symbol map, for the constellation the Gray
'OutputDataType', 'double',... %Output Array Type
```

```

        'NormalizationMethod', 'Average power');
        obj.M = 4;
    end
    otherwise
        error('Undefined parameter');
    end
end
else
    error('No parametrs!');
end
end
function Lambda = getLambda(obj, ChannelObj)
    Lambda = ChannelObj.getEnvRate() / (obj.fc * 1000 ); %The frequency must be
converted
end
function fd = getFreqSampling(obj)
    fd = obj.fd * 1000; %We translate into Hz.
end
function fc = getFreqCarrier(obj)
    fc = obj.fc * 1000; %We translate into Hz.
end
function M = GetModulatePosition(obj)
    M = obj.M;
end %GetModulatePosition
function Type = getObjType(obj)
    Type = obj.ObjType;
end %getObjType END
function [modData, simData] = ModulateBitStream(obj, bits, objTx, Sym)
    NTx = objTx.getNumTxAntenna();
    size = length(bits) / NTx;
    if(length(bits(:, 1, 1)) ~= (size * NTx) ) %Complete the check
        error(['Input number of bits must be equal:' num2str(size * NTx)] );
    end
    modData = zeros(size, Sym, NTx);
    simData = zeros(size, Sym, NTx);
    for sym = 1 : 1 : Sym
        for tx = 1 : 1 : NTx
            simData(:, sym, tx) = bi2de(bits(1 + (tx-1) * size : size * tx, :, sym));
            modData(:, sym, tx) = step(obj.hMod, simData(:, sym, tx));
        end
    end
end %ModulateBitStream END
function [demodData, simData] = DemodulateBitStream(obj, modData, objRx, Sym)
    NRx = objRx.getNumRxAntenna() / objRx.getNumBlockRxAntenna();
    size = length(modData(:,1,1));
    simData = zeros(size, Sym, NRx);

```

```

demodData = zeros(size*NRx, obj.M, Sym);
for sym = 1 : 1 : Sym
    for tx = 1 : 1 : NRx
        simData(:, sym, tx) = step(obj.hDemod, modData(:, sym, tx));
        demodData(1 + (tx-1) * size : size * tx, :, sym) = de2bi(simData(:, sym, tx), obj.M);
    end
end
demodData = int32(demodData);
end %DemodulateBitStream END
end
methods (Access = private)
end
end

```

приемная антенная система

```

classdef ReceivingAnyennaSystem < handle
    properties (Access = private) % Properties
        NumMSAntenna = 6; %The number of receiving antennas of the mobile station
        N_ElementsInBlock = 3; %The number of elements in the antenna array combined in the
        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
        AntennaOrganization = ''; %type of construction of receiving antennas
        DeviationDNAngle = []; %Calculated DN deviations
        dVer_lambda = 1; %[m]
        dHor_lambda = 1; %[m]
        ObjType = 'RX Antenna System';
    end
    methods (Access = public) %Methods
        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};
                        case 'dArray_MS_lambda'
                            obj.dArray_MS_lambda = varargin{i + 1};
                        case 'AntennaOrganization'
                            obj.AntennaOrganization = varargin{i + 1};
                        case 'NumDirectionalPattern'

```

```

        if varargin{i + 1} > 0
            obj.NumDirectionalPattern = varargin{i + 1};
        else
            error('Number of DN must be more than 0');
        end
    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
    case 'dVer_lamda'
        obj.dVer_lamda = varargin{i + 1};
    case 'dHor_lamda'
        obj.dHor_lamda = varargin{i + 1};
    otherwise
        error('Undefined parameter');
    end
end
else
    error('No parameters!');
end
end % End of constructor
function [Receive] = RaidPhase(obj, SignalParameters, EnvParameters)
    obj.SignalPhaseAndAntennaPhase(SignalParameters.GetLambda(), 0);
end
    dMS = obj.dArray_MS_lambda;
end %get_dBS END
function gain = MSGain(obj, alpha, beta)
    gain = 1; %TODO: dependence of the DN on the angle
end %MSGain END
function n = getNumRxAntenna(obj)
    n = obj.NumMSAntenna;
end %getNumRxAntenna END
function n = getNumBlockRxAntenna(obj)
    n = obj.N_ElementsInBlock;
end %getNumBlockRxAntenna
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

```

```

    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
            y = y + real(hilbert(s) * phase.RaidPhase(1, j) * phase.DNPhase(1, k, j) );
        end
        modelingDN(k, i) = max(y);
    end
end
for i = 1 : 1 : obj.NumDirectionalPattern %Loop on DN formed by one block
    for j = 1 : 1 : length(theta) % Loop by DN points
        mathDN(i, j) = sin( (pi / 1) * obj.N_ElementsInBlock * obj.dArray_MS_lambda *
(sind(theta(j)) + sind(obj.DeviationDNAngle(i))) ) / ... % TODO:
        sin( (pi / 1) * obj.dArray_MS_lambda * (sind(theta(j)) +
sind(obj.DeviationDNAngle(i))) ) );
    end
end
hF = figure;
hA = axes;
switch GraphType
    case 'Polar'
        for i = 1 : 1 : obj.NumDirectionalPattern
            polar(theta * pi / 180, modelingDN(i, :));
            hold on;
        end
        hold off;
        figure;
        for i = 1 : 1 : obj.NumDirectionalPattern
            polar(theta * pi / 180, mathDN(i, :));
            hold on;
        end
        hold off;
    case 'Descartes'
        hL = plot(theta, Dn);
        set(hA, 'XLim', [-90 90]);
        set(hA, 'XGrid', 'on', 'YGrid', 'on');
    case 'PolarAndDescartes'
    otherwise
        error("Wrong GraphType parametr");
end
end
function [hor, ver] = GetAPSpace(obj)
    hor = obj.dHor_lamda;
    ver = obj.dVer_lamda;
end %GetAPSpace END
end %Public methods END

```

```

methods (Access = private)
function CalcDNAngle(obj, lambda)
    theta_07E = 51 * lambda / (obj.N_ElementsInBlock * obj.dArray_MS_lambda);
    if(rem( obj.NumDirectionalPattern, 2 ) == 0)
        minAngle = -( (obj.NumDirectionalPattern / 2 - 1) * obj.OverlappingAngle *
theta_07E + obj.OverlappingAngle * theta_07E / 2);
        maxAngle = -minAngle;
        obj.DeviationDNAngle = minAngle : obj.OverlappingAngle * theta_07E : maxAngle;
    else
        minAngle = -( ( (obj.NumDirectionalPattern - 1) / 2) * obj.OverlappingAngle *
theta_07E);
        maxAngle = -minAngle;
        obj.DeviationDNAngle = minAngle : obj.OverlappingAngle * theta_07E : maxAngle;
    end
end
function [phase] = SignalPhaseAndAntennaPhase(obj, lambda, angle)
    obj.CalcDNAngle(lambda);
    phase.RaidPhase = zeros(obj.NumMSAntenna / obj.N_ElementsInBlock,
obj.N_ElementsInBlock);
    phase.DNPhase = zeros(obj.NumDirectionalPattern, obj.NumMSAntenna /
obj.N_ElementsInBlock, obj.N_ElementsInBlock);
    dArray_MS = lambda * obj.dArray_MS_lambda; % Distance between elements of
antenna
    beta = 2 * pi / lambda; %Wave coefficient

    for l = 1 : 1 : (obj.NumMSAntenna / obj.N_ElementsInBlock) %By blocks
        for j = 1 : 1 : obj.N_ElementsInBlock %By elements in a block
            phase.RaidPhase(l, j) = exp( -1i * ( beta - ( j - 1 ) * beta * dArray_MS * sind(angle) )
);
        end
    end
    for i = 1 : 1 : (obj.NumMSAntenna / obj.N_ElementsInBlock) %By blocks
        for j = 1 : 1 : obj.NumDirectionalPattern %by DN
            for l = 1 : 1 : obj.N_ElementsInBlock %By elements in a block
                phase.DNPhase(i, j, l) = exp( -1i * ( l - 1 ) * beta * dArray_MS * sind(
obj.DeviationDNAngle(j) ) );
            end
        end
    end
end
end%Private methods END
end

```

Передающая Антенная Система

```

classdef TransmittingAnyennaSystem < handle

```

```

properties (Access = private)% Properties
    NumBSAntenna = 6; % Number of receiving antennas of the mobile station
    dArray_BS_lambda = 0.5; % Distance between elements of the antenna array [in
wavelengths]
    dVer_lambda = 1;
    dHor_lambda = 1;
    ObjType = 'TX Antenna System';
end
methods (Access = public)
    function obj = TransmittingAnyennaSystem(varargin)
        if nargin > 0
            for i = 1 : 2 : length(varargin)
                switch varargin{i}
                    case 'NumBSAntenna'
                        if(varargin{i + 1} > 0)
                            obj.NumBSAntenna = varargin{i + 1};
                        else
                            error('Wrong number BS antenna');
                        end
                    case 'dArray_BS_lambda'
                        obj.dArray_BS_lambda = varargin{i + 1};
                        % ***** dVer_lambda ***** %
                    case 'dVer_lambda'
                        obj.dVer_lambda = varargin{i + 1};
                        % ***** dHor_lambda ***** %
                    case 'dHor_lambda'
                        obj.dHor_lambda = varargin{i + 1};
                    otherwise
                        error('Wrong parametrs name');
                end
            end
        else
            error('No parametrs!');
        end
    end % End of constructor
    function dBS = get_dBS(obj)
        dBS = obj.dArray_BS_lambda;
    end %get_dBS END
    function n = getNumTxAntenna(obj)
        n = obj.NumBSAntenna;
    end%getNumTxAntenna END
    function gain = BSGain(obj, alpha, beta) %TODO: not implemented
        gain = 1; %TODO: dependence of the DN on the angle
    end %BSGain END
    function [hor, ver] = GetAPSpace(obj)
        hor = obj.dHor_lambda;

```

```
        ver = obj.dVer_lamda;  
    end %GetAPSpace END  
end %Public methods END  
methods (Access = private)  
end %Private methods END  
end
```

УТВЕРЖДАЮ

Директор Института радиотехнических систем и
управления ФГБОУ ВО «Южный федеральный
университет»



А.С. Болдырев

2023 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Джамил Джалил Садун Джамил «Адаптивный алгоритм передачи изображений по беспроводной линии связи на основе ММО-принципа», 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 Джамил Джалил Садун Джамил.

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 Джамил Джалил Садун Джамил:

- алгоритм адаптации передачи цветных изображений в беспроводной системе связи;
- разработанная программа и алгоритм моделирования системы;
- математическая модель модифицированного канала для передачи изображений;

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

УТВЕРЖДАЮ

Директор Института радиотехнических систем и
управления ЮФУ ВО «Южный федеральный
университет»



А.С. Болдырев

» апрель 2023 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Джамил Джалил Садун Джамил «Адаптивный алгоритм передачи изображений по беспроводной линии связи на основе ММО-принципа», в учебный процесс Института радиотехнических систем и управления «Южного федерального университета»

Комиссия в составе зав. кафедрой теоретических основ радиотехники А.М. Пилипенко (председатель), доцентов С.В. Кучерявенко и В.В. Терешкова рассмотрела диссертационную работу Джамил Джалил Садун Джамил «Адаптивный алгоритм передачи изображений по беспроводной линии связи на основе ММО-принципа» и составила настоящий акт о том, что результаты, полученные в представленной диссертационной работе, используются в учебном процессе кафедры теоретических основ радиотехники ИРТСУ ЮФУ в курсах «Алгоритмы обработки пространственно-временных сигналов», «Современные алгоритмы обработки пространственно-временных сигналов в сетях связи», «Модуль проектной деятельности» при подготовке магистров и аспирантов.

Предметом внедрения являются:

– адаптивный алгоритм передачи изображений в системах связи на основе антенных решеток;

– программная реализация алгоритма передачи изображений в системах беспроводной связи в виде приложения, разработанного в среде Matlab.

Результаты, полученные Джамил Джалил Садун Джамил, используются при усвоении магистрантами и аспирантами знаний и навыков теории и практики разработки современных алгоритмов обработки сигналов.

Председатель комиссии

к.т.н., зав. кафедрой

Члены комиссии

к.т.н., доцент

к.т.н., доцент

А.М. Пилипенко

С.В. Кучерявенко

В.В. Терешков