


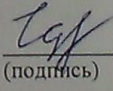
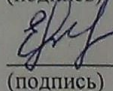
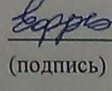
Некоммерческое акционерное общество  
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»

Кафедра «Телекоммуникационные системы»  
Специальность 6М071900 «Радиотехника, электроника и телекоммуникации»

ДОПУЩЕН К ЗАЩИТЕ  
Зав. кафедрой  
Байкенов А.С.  
«\_\_» январь 2015 г.

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ  
пояснительная записка

на тему: «Анализ модели схемы повторного использования частот в  
мобильной сети 4-го поколения 4G»

Выполнил	<u>магистрант гр. ИТСП-13-1</u>	 (подпись)	Шаменов М.М. (Ф.И.О.)
Руководитель	<u>к.т.н., профессор</u> (ученая степень, звание)	 (подпись)	Чайко Е.В. (Ф.И.О.)
Технический консультант	<u>ст. преподаватель</u> (ученая степень, звание)	_____ (подпись)	Буханова Г.К. (Ф.И.О.)
Рецензент	_____ (ученая степень, звание)	_____ (подпись)	_____ (Ф.И.О.)
Нормаконтроль	<u>ст. преподаватель</u> (ученая степень, звание)	 (подпись)	Елизарова Е.Ю. (Ф.И.О.)
Вычислительная техника	<u>к.т.н., ст. преподаватель</u> (ученая степень, звание)	 (подпись)	Ефремова Ю.И. (Ф.И.О.)

Алматы, 2015

**Некоммерческое акционерное общество  
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»**

Факультет Радиотехники и телекоммуникаций  
Кафедра Телекоммуникационные системы  
Специальность 6М071900 «Радиотехника, электроника и телекоммуникации»

**ЗАДАНИЕ**

на выполнение магистерской диссертации

Магистранту Шаменову Мухтару Мусахановичу  
(фамилия, имя, отчество)

Тема диссертации «Анализ модели схемы повторного использования частот в мобильных сетях 4-го поколения 4G»

утверждена Ученым советом института №139 от 31 «10» 2013 г.

Срок сдачи законченной диссертации «» 2015 г.

Цель исследования: Провести анализ информации по вопросам развития услуг в процессе эволюции телевидения и конвергенции с IP сетями.

Перечень подлежащих разработке в магистерской диссертации вопросов или краткое содержание магистерской диссертации:

- 1 Анализ актуальности использования сети радиодоступа
- 2 Принципы построения, архитектуру и функции сети;
- 3 Анализ помехоустойчивости разнесенного приема сигналов OFDM

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей)

- 1 Рисунок 1.1 – График стандартизации 3GPP LTE;
- 2 Рисунок 1.5 - Общая структура системы MIMO;
- 3 Рисунок 2.2 - Структурная схема MIMO канала в среде Simulink;
- 4 Рисунок 2.12 – Зоны покрытия каждой базовой станции;
- 5 Рисунок 2.13 - График изменения максимального значения эксцесса

Рекомендуемая основная литература

1 Бабаков В. Ю., Вознюк М. А., Михайлов П. А. Сети мобильной связи. Частотно-территориальное планирование. Учебное пособие для ВУЗов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007.

2 Вишневецкий В. М., Портной С. Л., Шахнович И. В. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G. – М.: Техносфера, 2009

3 Гельгор А. Л. Технология LTE мобильной передачи данных: учебное пособие. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011.

4Vallipan S. Xdsl networks: development and troubleshooting / Vallipan S. - Indianapolis, IN: Cisco Press. 2001. -496p.

ГРАФИК  
подготовки магистерской диссертации

Наименование разделов, перечень разрабатываемых вопросов	Сроки представления научному руководителю	Примечание
1 Информационный обзор радиодоступа	28.09.13	выполнено
2 Основные виды сетей и технологии LTE	15.10.13	выполнено
3 Анализ основных параметров сети радиодоступа	10.09.14	выполнено
4 Оценка работы радиодоступа LTE при различных технологиях и стандартах	12.10.14	выполнено
5 Расчет пропускной способности системы	25.10.14	выполнено
6 Анализ полученных экспериментальных и расчетных данных	22.11.14	выполнено

Дата выдачи задания \_\_\_\_\_

Заведующий кафедрой \_\_\_\_\_ (Байкенов А.С.)  
(подпись) (Ф.И.О)

Руководитель диссертации \_\_\_\_\_ (Чайко Е.В.)  
(подпись) (Ф.И.О)

Задание принял к исполнению магистрант \_\_\_\_\_ (Шаменов М.М.)  
(подпись) (Ф.И.О)

## Содержание

Введение.....	6
1 Основная часть.....	8
1.1 Введение в LTE.....	8
1.2 Стандартизация LTE.....	9
1.3 Архитектура.....	11
1.4 Радиотехнология OFDM.....	13
1.5 Усовершенствованные антенны.....	15
1.6 Частотные диапазоны для FDD и TDD.....	15
1.7 Ценовая эффективность.....	17
1.8 Радиодоступ.....	19
2 Экспериментальная часть.....	24
2.1 Исследование помехоустойчивости MIMO-OFDM систем.....	24
2.2 Оценка эффективности различных методов повторного использования частот в сетях LTE.....	25
3 Расчетная часть.....	28
3.1 Разработка алгоритма приема OFDM.....	28
3.2 Помехоустойчивость приема.....	32
3.3 Имитационное моделирование технологии OFDM.....	34
Заключение.....	47
Список литературы.....	48
Приложение А.....	50
Приложение Б.....	52

## **Андапта**

Берілген магистрлік диссертацияда радиобайланыстың кең жолақты желілерінің даму әдістері қарастырылған. Сымсыз байланыс LTE технологиясы арқылы көрсетілген. Жұмыста экспериментті зерттеулер жүргізілген және радиобайланыс жүйесі бойынша есептеу бөлімі ұсынылған. Әр түрлі технологиялар мен стандарттар негізінде LTE радиобайланысы желісі жұмысының эксперименталды зерттеулерінің нәтижелері көрсетілген..

## **Аннотация**

В данной магистерской диссертации рассмотрены методы развития широкополосных сетей радиодоступа. Беспроводная радиосвязь представлена технологией LTE. В работе проведены экспериментальные исследования и представлена расчетная часть по системе радиодоступа. Отражены результаты экспериментальных исследований работы сети радиодоступа LTE при различных технологиях и стандартах.

## **Abstract**

This master's thesis deals with methods of broadband radio access networks. Wireless radio technology is presented LTE. In this paper experimental studies and presents the calculated part of the radio access system. Presents the results of experimental research work LTE radio access network with different technologies and standards.

## **Введение**

В наши дни, то есть во время инновационного и технологического развития прогнозируется очень стремительный подъем, рост и быстрое развитие отрасли телекоммуникаций. Следует добавить, что отрасль является растущей, высокотехнологичной и наиболее привлекательной сферой экономики государства. Это характеризуется быстрым развитием и

усовершенствованием новых расширенных и разнообразных услуг, приложений, стандартов и технологий. Возможности проводной сети не являются обширными, поэтому модернизация и расширение возможностей проводной сети доступа (абонентских линий) требует колоссальных затрат и занимает довольно длительное время со стороны оператора связи. Вместе с тем доходы оператора связи не могут быть получены без построения сети абонентского доступа, которые формируются из установочной платы и оплаты за трафик.

При существующих темпах строительства номерной емкости и сетевой инфраструктуры отсрочка на протяженный срок надлежащих финансовых средств является нежелательным. Однако без сети абонентского доступа нельзя подключить новых абонентов к существующей номерной емкости, следовательно, оператор, который ждет от своей сети доходы, не может их получить.

Зарекомендовавший себя подход к решению проблемы «последней мили», такой как уплотнение абонентских линий, большей известностью пользуется решение, основанный на технологии беспроводной связи. Преимущества беспроводной связи проявляются в отсутствии или недостаточно развитой кабельной инфраструктуры в труднодоступных и отдаленных районах. Беспроводные системы в соответствии со спросом абонентов позволяют хорошо развивать и строить сеть быстрее. В результате сокращаются капитальные затраты на постройку данной сети. И что очень важно, сокращается срок ее окупаемости, а также уменьшаются значительные расходы на техническое обслуживание сетей и эксплуатацию.

В комплексе с другими методами построения сети абонентского и беспроводного доступов позволяют экономично и стремительно решать вопросы подключения по сути дела любого «неудобного», с точки зрения проводного решения, абонента.

Конечно, мнение о том, что беспроводные технологии в процессе своего развития полностью вытеснят традиционные решения, предусматривающие наличие кабельных систем является ошибочным. Как и любая система беспроводные технологии обладают рядом проблем с точным расчетом места размещения точки доступа и приемника. Поэтому на сегодняшний день, технологии беспроводной связи не могут в полном объеме обеспечить устойчивую, то есть не подверженную колебаниям работу сети.

На сегодняшний день на рынке телекоммуникации существует не малое число систем абонентского радиодоступа. В свою очередь они отличаются друг от друга по своей архитектуре, техническим параметрам, характеристике и по типу задач, решаемых с их помощью.

По сравнению с другими нынешними подходами к решению проблемы «последней мили», к которым относится прокладка волоконно-оптических

линий связи или уплотнение абонентских линий, беспроводные системы обладают большими, можно сказать современными преимуществами в местах с полным отсутствием или недостаточностью кабельной инфраструктуры, такие как труднодоступные районы, сельская местность, пригородные и отдаленные зоны. К тому же радиодоступ дает много возможностей быстрого развертывания «альтернативной» сети в районах с развитой инфраструктурой и высокой плотностью населения (абонентов). И она является независимой от кабельной распределительной сети. Кроме того, применение радиодоступа дает возможность создания сетей с ограниченной подвижностью абонентов. А себестоимость развертывания гораздо ниже по сравнению с сетями мобильной связи.

Данная магистерская диссертация в основном сосредоточена на решении задач повышения и улучшения качества сети, которые актуальны в первую очередь с практической точки зрения.

Целью данной работы является исследование качества сети радиодоступа на базе LTE путем улучшения параметров при различных технологиях и стандартах. Для достижения данной цели в работе необходимо сделать следующее:

- анализ актуальности использования радиодоступа на базе технологии LTE;

- рассмотреть принципы построения, архитектуру и функции сети;

- информационный обзор основных технологий и стандартов радиодоступа;

- провести анализ основных параметров MIMO;

- экспериментальная оценка работы радиодоступа при различных технологиях и стандартах;

- произвести расчет основных параметров качества сети радиодоступа.

Диссертационная работа состоит из введения, трех глав, заключения и списка использованной литературы. В работе рассмотрены теоретические и методологические аспекты данной темы, а также имеется расчетная часть, в которой отображены все расчеты и исследования. Как источники использованы труды отечественных и зарубежных ученых и специалистов, как Бабаков В. Ю., Вознюк М. А., Вишневецкий В. М., Трибушная В.Х., Farooq Khan, Stefania Sesia.

## **1 основная часть**

### **1.1 Введение в LTE**

Мобильный широкополосный доступ становится все более распространенным, по мере того, как подрастает интернет-поколение, а

вместе с ним и потребность иметь возможность широкополосного доступа везде, где бывает современный человек, а не только дома или в офисе. Из прогнозируемого числа в 2.8 млрд людей, которые к 2015 году обзаведутся широкополосным доступом, примерно две трети будут пользоваться им в мобильном варианте, причем большинство таких пользователей получают услуги мобильного ШПД благодаря сетями с поддержкой HSPA (High Speed Packet Access) и LTE (Long Term Evolution).

Все, кому это нужно, уже сегодня могут легко использовать интернет или посылать сообщения электронной почты с ноутбуков, поддерживающих технологию HSPA, постепенно заменяя фиксированные DSL-модемы беспроводными HSPA-модемами или USB-донглами, а также отправляя или получая видео или музыку с помощью телефонов 3G. Но когда появится LTE, пользоваться подобными услугами станет значительно комфортнее. Более того, в сетях LTE наверняка появятся и другие услуги из числа тех, которые весьма требовательны к пропускной способности канала связи, как, например, интерактивное ТВ, мобильный видео-блоггинг, современные онлайн-игры или профессиональные услуги.

Переход к LTE сулит несколько важных преимуществ для абонентов и операторов:

- производительность и емкость. одно из требований, предъявляемых стандартом к системам LTE – поддерживать пиковые скорости загрузки данных из сети вплоть до 100 Мбит/с. Сама по себе технология позволяет реализовать в ее рамках еще более высокие скорости, например, более 200 Мбит/с, и компания Ericsson, например, уже продемонстрировала работу системы LTE с пиковой скоростью примерно 150 Мбит/с. Более того, время отклика на посылку короткого пакета данных в радиоподсистеме RAN (Radio Access Network) сети LTE должно быть не более 10 мс. Это означает, что LTE, более, чем любая другая технология, отвечает ключевым требованиям, предъявляемым к системам 4G;

- простота. Прежде всего, LTE способна работать в полосе частот различной ширины, начиная от значений заметно ниже 5 МГц (1.5 МГц) и вплоть до полосы 20 МГц. LTE также может быть реализована на основе различных принципов разделения сигналов, частотного и временного – FDD (Frequency Division Duplex) и TDD (Time Division Duplex). До настоящего времени, 3GPP предусмотрела для работы систем LTE десять парных и четыре непарных частотных диапазона. Планируется выделение и других диапазонов. Это означает, что оператор может первоначально запускать LTE в «новых» диапазонах, где обычно проще получить полосы в 10 МГц или даже 20 МГц, а затем постепенно внедрять LTE во всех доступных диапазонах. Кроме того, продукты радиоподсистемы LTE будут обладать набором свойств, которые упростят строительство и управление сетей следующего поколения.



Например, такие функции, как «включил и работай», автоконфигурация и автооптимизация упростят и снизят затраты на запуск и управление сетями. В третьих, сети LTE будут строиться в параллель с упрощенными, основанными на IP-протоколе опорными и транспортными сетями, что позволит упростить строительство, эксплуатацию систем LTE и ввод новых услуг;

-широкий выбор терминалов. Кроме мобильных телефонов, в сетях LTE будет работать много компьютеров и устройств потребительской электроники, таких, как ноутбуки, нетбуки, игровые устройства и камеры, оснащенные встроенным модулем работы с LTE-сетью. Поскольку LTE обеспечивает поддержку хэндоверов и роуминга с существующими мобильными сетями, все эти устройства с первого же дня запуска смогут пользоваться преимуществами уже существующего покрытия сетей 2G/3G. Таким образом, внедряя LTE, операторы смогут наиболее эффективным образом использовать выделенные им частоты, а также достичь стоящих перед ними бизнес-целей в области радиодоступа и мультимедийных услуг.

-широкий выбор терминалов. Кроме мобильных телефонов, в сетях LTE будет работать много компьютеров и устройств потребительской электроники, таких, как ноутбуки, нетбуки, игровые устройства и камеры, оснащенные встроенным модулем работы с LTE-сетью. Поскольку LTE обеспечивает поддержку хэндоверов и роуминга с существующими мобильными сетями, все эти устройства с первого же дня запуска смогут пользоваться преимуществами уже существующего покрытия сетей 2G/3G.

Таким образом, внедряя LTE, операторы смогут наиболее эффективным образом использовать выделенные им частоты, а также достичь стоящих перед ними бизнес-целей в области радиодоступа и мультимедийных услуг.

## **1.2 Стандартизация LTE**

LTE – это следующий существенный шаг в развитии мобильной радиосвязи, который оформлен, как Release 8 3GPP (3rd Generation Partnership Project). LTE использует ортогональное мультиплексирование с частотным разделением (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) в качестве технологии радиодоступа, вместе с усовершенствованными антенными технологиями.

3GPP – это коллективное соглашение, основанное в декабре 1998 года, которое объединило несколько организаций в области стандартизации телекоммуникаций, известных, как «партнеры-организаторы». В настоящее время «партнерами организаторами» являются ARIB, CCSA, ETSI, ATIS, TTA и TTC. Исследователи и инженеры разработчики со всего мира, представляющие более 60 операторов, вендоров и исследовательских институтов, участвуют в совместных попытках сформулировать стандарт

радиодоступа LTE. [Нельзя не отметить, что в декабре 2008 года, эти попытки увенчались успешным выпуском соответствующего стандарта].

Кроме LTE, 3GPP разработал также «плоскую» сетевую архитектуру, основанную на использовании IP. Эта архитектура определена, как часть разработок в рамках проекта System Architecture Evolution (SAE, эволюция системной архитектуры). Были разработаны архитектура и концепции LTE-SAE для эффективной поддержки массового использования любых услуг на базе интернет протокола. Архитектура основана на эволюции существующей базовой сети GSM/WCDMA в сторону упрощения операций и органичного, эффективного по затратам развертывания.

Более того, были инициировано взаимодействие между 3GPP и 3GPP2 (организация, занимающаяся стандартизацией CDMA) с целью оптимизации межсетевого взаимодействия между CDMA и LTE-SAE. Это означает, что операторы CDMA смогут развить свои сети до LTE-SAE и воспользоваться экономией на масштабе и глобальном характере производства чипсетов, что оказало столь мощное позитивное воздействие на успех GSM и WCDMA.

Исходной точкой для стандартизации LTE стала рабочая встреча 3GPP RAN Evolution Workshop, проведенная в ноябре 2004 года в Торонто, Канада. В декабре 2004 года начались исследования, целью которых было выработать временные рамки эволюции технологии радиодоступа 3GPP:

- сокращенная стоимость на бит;
- увеличение объема услуг – больше услуг за меньшую цену с более высокой удовлетворенностью пользователей;
- гибкое использование существующих и новых частотных диапазонов;
- упрощенная архитектура и открытые интерфейсы;
- приемлемое энергопотребление терминалов.

Изучение потребовалось для того, чтобы подтвердить, что концепция LTE сможет обеспечить набор требований, сформулированных в в 3GPP TR 25.913 Feasibility Study of Evolved UTRA and UTRAN.

Разработку LTE разбили на так называемые контрольные точки, а график работ согласовали на пленарных заседаниях 3GPP в Южной Корее в мае и в июне 2007 года. Результаты наглядно показывали, что LTE отвечает, а иногда и превосходит, цели, установленные в отношении пиковых скоростей, пропускной способности сот и спектральной эффективности, а также по производительности VoIP и Multimedia Broadcast Multicast Service (MBMS).

Была поставлена цель завершить стандартизацию LTE до конца 2007 года. После первого релиза были запланированы доработки, которые будут связаны с изменениями требований и функциональности[2].

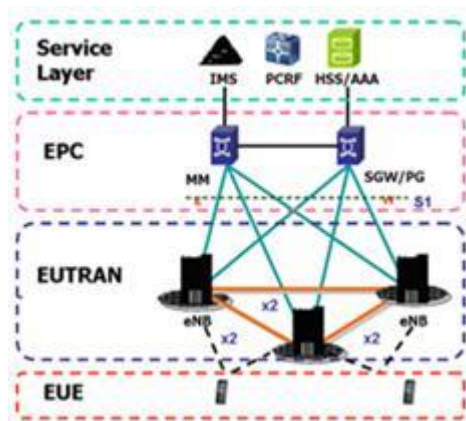


Рисунок 1.1 – График стандартизации 3GPP LTE

Факты:

- набор исходных требований 3GPP к LTE;
- повышенная пиковая скорость: 100 Мбит/с в направлении вниз и 50 Мбит/с в направлении вверх;
- сокращение отклика сети радиодоступа до 10 мс;
- повышенная спектральная эффективность (в 2-4 раза, по сравнению с HSPA Release 6);
- эффективная по затратам миграция от радиointерфейса и архитектуры Release 6 Universal Terrestrial Radio Access (UTRA);
- Улучшенная возможность широкополосного вещания;
- IP-оптимизация (фокус на услугах в области пакетной коммутации); масштабируемый диапазон от менее, чем 5 МГц до 5 МГц, 10 МГц, 15 МГц и 20 МГц;
- поддержка работы, как с парными, так и с непарными частотными диапазонами;
- поддержка межсетевое взаимодействие с существующими системами 3G и системами, которые не стандартизировались 3GPP.

### 1.3 Архитектура



**Рисунок 1.2 – Архитектура сети LTE**

Сеть LTE состоит из двух важнейших компонентов: сети радиодоступа EUTRAN и базовой сети SAE(System Architecture Evolution) или EPC(Evolved Packet Core Network).

основным достижением такой архитектуры, по сравнению с предыдущими поколениями являются меньшие задержки при передаче как пользовательских данных, так и управляющей информации в связи с прохождением через меньшее число промежуточных элементов.

обмен данными в сети EPC происходит только по IP протоколу с коммутацией пакетов, что существенно отличает сеть LTE от сетей предыдущих поколений, в которых использовалась коммутация каналов между отдельными элементами. В данную сеть входят элементы, отвечающие за управление, маршрутизацию, коммутацию и хранение различных данных, о которых далее будет рассказано более подробно.

Сеть E-UTRAN, состоящая из базовых станций(eNodeB) берет на себя функции радиointерфейса и является связующим звеном между пользовательскими терминалами(UE) и сетью EPC. основной особенностью, отличающей сеть LTE от сетей других поколений, является то, что базовые станции eNodeB могут обмениваться между собой информацией по протоколу X2 и осуществлять функции управления. В отличие от стандарта GSM, где подсистема базовых станций BSS состояла из базового приемопередатчика BTS и контроллера базовых станций BSC в сети LTE в одном элементе eNodeB объединены функции передатчика и контроллера.

В сети LTE существует два вида трафика: передача пользовательских данных(UP – User Plane) и передача сигнальной информации(CP – Control Plane). Назначение основных элементов сети:

-БС (EnodeB) в сети LTE управляет радиоресурсами, выбирает блок управления мобильностью (MME) при включении в сеть пользовательского терминала при отсутствии у того информации о прошлом подключении,

маршрутизирует в пользовательской плоскости пакеты данных по направлению к обслуживающему шлюзу(S-GW), сжимает заголовок IP-пакетов, шифрует поток пользовательских данных.

-MME(Узел Управления Мобильностью — Mobility Management Entity) Это основной управляющий элемент в сети LTE. он осуществляет только функции управления и не работает с пользовательскими данными. Имеет непосредственную связь с UE через протокол сигнализации вне уровня доступ.

-S-GW(Serving Gateway — обслуживающий шлюз). Предназначен для обработки и маршрутизации пакетных данных поступающих из/в подсистему базовых станций. SGW маршрутизирует и направляет пакеты с пользовательскими данными, в то же время выполняя роль узла управления мобильностью (mobility anchor) для пользовательских данных при хэндовере между базовыми станциями (eNodeB), а так же как узел управления мобильностью между сетью LTE и сетями с другими технологиями 3GPP. Когда UE свободен и не занят вызовом, S-GW подключает нисходящий канал данных (DownLink — DL) и производит пейджинг, если требуется передать 13 данные по DL в направлении UE. он управляет и хранит состояния UE (например требования по пропускной способности для IP-сервисов, внутреннюю информацию по сетевой маршрутизации). он так же предоставляет копию пользовательских данных при узаконенном перехвате.

-PGW - пакетный шлюз — Packet Data Network Gateway. Пакетный шлюз обеспечивает соединение от UE к внешним пакетным сетям данных, являясь точкой входа и выхода трафика для UE. UE может иметь одновременно соединение с более чем одним P-GW для подключения к нескольким сетям. PGW выполняет функции защиты, фильтрации пакетов для каждого пользователя, поддержку биллинга, узаконенного перехвата и сортирование пакетов.

-PCRF (Узел выставления счетов абонентам — Policy and Charging Rules Function). Policy Function (управление политикой) также может быть разделено на 2 функции: контроль шлюза (gating control) и контроль качеством. Под контролем шлюза (gating control) понимается своевременность и безошибочность определения таких событий как начало предоставления, изменение параметров, завершение предоставления услуги и т.п. Управление качеством включает в себя непрерывный мониторинг и поддержание заданных абонентскими параметрами характеристик качества предоставления услуг (QoS) причем не только для голосовых соединений, но и для пакетных сессий. Charging Function (управление начислением платы) обязательно предусматривает on-line тарификацию, т.е. абонент и оператор могут в реальном времени отслеживать состояние счета. PCRF должен поддерживать

несколько моделей начисления платы: по предоставленному объему услуг, по затраченному на услугу времени, по факту предоставления услуги, а также комбинированные модели.

-HSS (Home Subscriber Server — сервер абонентских данных сети): HSS представляет собой большую базу данных и предназначен для хранения данных об абонентах. HSS фактически заменяет набор регистров (VLR, HLR, AUC, EIR), которые использовались в сетях 2G и 3G.

#### **1.4 Радиотехнология OFDM**

LTE использует OFDM для формирования нисходящего канала, т.е. канала от базовой станции к мобильному устройству. OFDM отвечает требованиям LTE к спектральной гибкости и позволяет создавать эффективные по затратам решения для широкополосных несущих с высокими пиковыми скоростями передачи данных. Это хорошо проработанная технология, о чем свидетельствует целый спектр стандартов, таких, как IEEE 802.11a/b/g, 802.16, HIPERLAN-2, DVB и DAB.

OFDM для обеспечения передачи использует большое количество узкополосных поднесущих. Базовый нисходящий канал LTE на физическом уровне можно рассматривать, как частотно-временную решетку. В частотной области в промежутки между поднесущими  $\Delta f$  составляет 15 кГц. Продолжительность «символа» OFDM составляет  $1/\Delta f$  + префикс цикличности. Префикс цикличности используется для обеспечения ортогональности между поднесущими даже в условиях радиоканала с дисперсией по времени.

один ресурсный элемент формируется модуляцией QPSK, 16QAM или 64QAM. В случае, если используется модуляция 64QAM, каждый ресурсный элемент обеспечивает передачу 6 бит информации.

Символы OFDM сгруппированы в ресурсные блоки. Ресурсные блоки имеют размер в 180 кГц в частотном измерении и 0.5 мс во временном измерении. Каждый временной интервал передачи (TTI, Transmission Time Interval) состоит из двух слотов (Tslot).

Каждому пользователю присваивается некоторое количество так называемых ресурсных блоков в частотно-временной решетке. Чем больше ресурсных блоков назначается пользователю, и чем более высокая степень модуляции используется в формировании ресурсных элементов, тем более высокий обеспечивается бит-рейт.

Какие ресурсные блоки будут назначены и сколько их получит пользователь в данный момент времени, зависит от усовершенствованного механизма составления частотно-временного расписания. Механизм

составления расписания, используемый в LTE, похож на тот, что применяется в HSPA и обеспечивает оптимальное функционирование различных услуг в различных условиях.

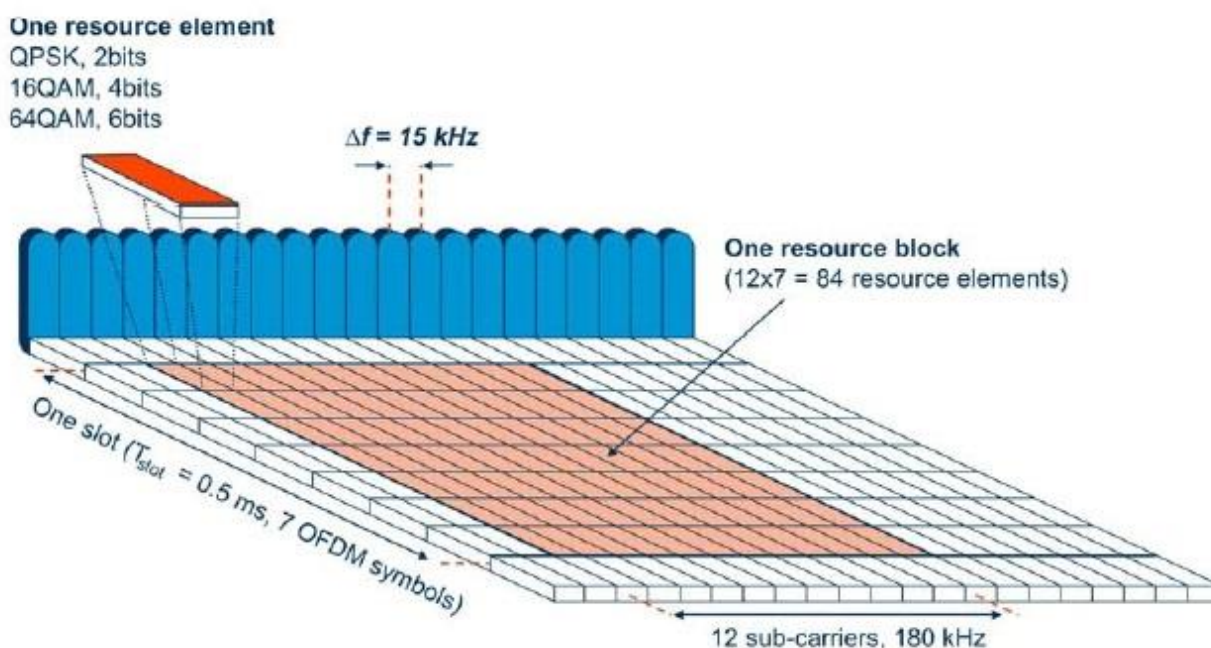


Рисунок 1.3 – Физические ресурсы нисходящего канала LTE основаны на OFDM

В восходящем канале, LTE использует пре-кодированную версию OFDM под названием SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access – множественный доступ с частотным разделением на базе одной несущей). Это предпринято для того, чтобы компенсировать расходы на OFDM, который отличается очень высоким отношением пиковой мощности к средней мощности радиосигнала (PARP – Peak to Average Power Ratio). Реализация высоких значений PARP требуют использования дорогих и неэффективных усилителей мощности, предъявляющих высокие требования к линейности, что сказывается на росте стоимости терминалов и скорости разряда батарей.

SC-FDMA позволяет решить проблему за счет объединения ресурсных блоков таким образом, что сокращаются требования к линейности, а также к потребляемой мощности усилителя. Низкие значения PARP кроме того улучшают покрытие и производительность соты.

В системах WiMAX, Wi-Fi, LTE и др. повышение скорости передачи достигается не только увеличением позиционности модуляции передаваемых сигналов, но и применением частотного уплотнения на основе технологии OFDM [55, 56, 57]. Простое увеличение скорости передачи ограничено

временем запаздывания лучей в многолучевых каналах. В таких системах ортогональная расстановка поднесущих частот в технологии OFDM требует когерентной обработки принимаемых сигналов для полного их разделения. Поэтому в каждом ресурсном блоке поднесущих частот добавляются специальные опорные (пилотные) и синхронизирующие сигналы. В частности, в сотовых системах LTE опорные сигналы передаются через каждые шесть поднесущих частот. Они служат для измерения (оценки) параметров канала. Их можно использовать для реализации квазикогерентной обработки сигналов (помимо оценки качества канала при диспетчеризации ресурсов). Здесь квазикогерентность означает, что измерение параметров сигнала (обучение) по опорным сигналам происходит с погрешностью вследствие воздействия помех и замираний. В каналах с медленными (по отношению к длительности OFDM - символа) общими замираниями на определённой группе частот, на интервале стационарности канала, возможно обеспечить достаточно хорошее качество приёма. Улучшение качества приема может быть достигнуто за счет применения адаптивных методов приема разнесенных сигналов OFDM, с учетом конечной скорости изменения параметров канала связи [53\*\*]. Соответственно должное внимание необходимо уделить методикам анализа помехоустойчивости и нахождению эффективных алгоритмов разнесенного приема.

### **1.5 Усовершенствованные антенны**

Усовершенствованные антенные решения были разработаны для внедрения HSPA (eHSPA) и будут использоваться в системах LTE. Решения, в которых используется несколько антенн, отвечают требованиям к мобильным сетям следующего поколения в отношении пиковых скоростей передачи данных, расширенного покрытия и высокой емкости.

По сути, для достижения этих целей усовершенствованные антенные решения с использованием нескольких антенн – это ключевые компоненты. Нет такого решения антенного устройства, которое отвечало бы каждому возможному сценарию. Соответственно, имеется целое семейство антенных решений для различных сценариев развертывания сети. Высокие пиковые скорости передачи данных, например, могут достигаться за счет использования многослойных антенных решений, таких как 2x2 или 4x4 MIMO, тогда как расширенное покрытие удобнее обеспечивать за счет использования бимформинга.



## 1.6 Частотные диапазоны для FDD и TDD

LTE имеет возможность использоваться, как в парных (FDD), так и в непарных (TDD) участках диапазона. 1-ые релизы продукта от лидирующих поставщиков будут гарантировать помощь обеих дуплексных схем.

В целом, FDD – гарантирует огромную отдачу и дает наиболее высочайший потенциал применения устройств и инфраструктуры, тогда как TDD имеет возможность выполнять роль неплохого дополнения, к примеру, для заполнения пробелов. Наиболее тщательно читайте в краткой справке (ниже), посвященной FDD и TDD. Так как оснащение LTE фактически идентично для случаев FDD и TDD (не считая фильтров), операторы которые начнут с постройки сетей TDD, сумеют потом пользоваться результатом экономии на масштабе, который даст обширное распределение товаров FDD.

Все сотовые системы связи на сегодняшний день используют FDD, и более 90% частот, употребляемых системами мобильной связи во всем мире - это парные наборы полос частот. В случае FDD, трафик вниз и вверх обеспечивается наряду с этим, в различных частотных диапазонах. В системах TDD, передача в канале вверх и вниз не ведется постоянно, что позволяет использовать для организации канала один и тот же частотный диапазон. К 16 примеру, если разделить время между передачей вверх и вниз в соотношении 1:1, то направление вверх будет употребляться, лишь на половину времени. Также, для каждого сеанса связи средняя мощность оказывается равна половине пиковой мощности. Так как пиковая мощность является ограниченной регулятором, то в результате чего получается, что для той же пиковой мощности, TDD обеспечивает меньшее покрытие, нежели FDD.



Рисунок 1.4 – Покрытие TDD и FDD

Более того, операторы зачастую хотели бы выделить более, чем половину своих ресурсов для организации канала вниз (чтобы повысить пиковую скорость в этом направлении). Если соотношение DL/UL равно 3:1, то для реализации сети TDD потребуется на 120% больше сайтов, нежели для реализации сети FDD.

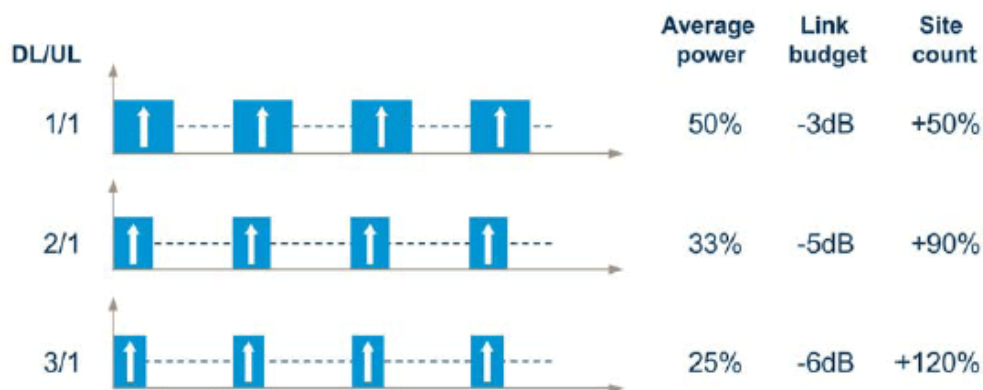


Рисунок 1.5 – Соотношение DL/UL для FDD и TDD

К настоящему времени, 3GPP было выделено 10 различных частотных диапазонов для создания систем LTE-FDD и четыре частотных диапазона для LTE-TDD, как это показано в таблице 1.1. Вероятно, этот список будет расширен за счет добавления других частотных диапазонов, таких, например, как диапазон 700 МГц в США.

Первая инфраструктура сети LTE и терминалы будут с первого же дня поддерживать работу с множеством частотных диапазонов. LTE, таким образом, достаточно быстро сможет обеспечить возможность экономии на масштабах и глобального покрытия.

LTE разработана так, чтобы поддерживать гибкий подход к ширине несущих, которые могут варьировать от менее, чем 5 МГц вплоть до 20 МГц во многих частотных диапазонах, причем, как при построении сети FDD, так и при построении сети TDD. Это означает, что оператор может разворачивать LTE, как в новых, так и в выделенных оператору ранее частотных диапазонах. Первыми могут быть диапазоны, где, в целом, легче будет найти несущие в 10 МГц или в 20 МГц (например, 2.6 ГГц (диапазон VII), AWS (диапазон IV) или диапазон 700 МГц), но, кроме того, LTE можно строить во всех сотовых диапазонах. В отличие от прежних систем сотовой связи, LTE будет быстро развернута в различных частотных диапазонах.

Терминалы фиксированной беспроводной связи (FWT – Fixed Wireless Terminals) – это еще одна возможность эффективного использования мобильного ШПД. FWT можно сравнить с DSL-модемами для подключения к Ethernet, WLAN или POTS различных устройств в офисе или дома. основное различие в том, что широкополосные услуги обеспечиваются не с помощью медного кабеля, а с помощью радиосети. FWT дают оператору возможность обеспечивать услугу ШПД эффективным по затратам способом для всех абонентов, которые уже располагают настольными компьютерами с подключением к Ethernet или владельцам ноутбуков, способных

подключаться к сетям WLAN.

## **1.7 Ценовая эффективность**

Существует значительная и обширная поддержка LTE со стороны мобильной индустрии. Многие поставщики, операторы и исследовательские институты участвуют в стандартизации данной технологии. Это хорошая база для создания здоровой экосистемы.

один из ключевых факторов успеха любой технологии – это экономия на масштабе. Преимущества, связанные с объемами, существенны, как для абонентских терминалов, так и для оборудования инфраструктуры. Они сказываются на снижении затрат на производство и позволяют операторам предоставлять абонентам эффективные по цене услуги. Это одна из основных причин, которая привлекает к LTE тех операторов, которые только собираются выйти на рынок с собственной сетью мобильного ШПД.

Развертывание LTE будет осуществляться по различным сценариям, в зависимости от конкретных рыночных условий той или иной страны, регуляторных особенностей. Первые устройства будут мультимодовыми, что позволит говорить о широкой зоне покрытия, мобильности и услуг с первого же дня запуска сети LTE. Существующие стандартные сети мобильной связи можно будет использовать для обеспечения связи там, где LTE еще не внедрена.

Важным является то, что внедрение инфраструктуры LTE настолько просто и эффективно с точки зрения на затраты, насколько это только возможно. Например, должно быть, возможно, осуществить усовершенствование существующих базовых станций радиоподсети до LTE используя легко заменяемые модули, причем они смогут работать, как с одним частотным диапазоном, так и с парными наборами частот.

отдельные базовые станции для LTE также будет проще установить, чем современное оборудование GSM/WCDMA. Запуск сети, ее эксплуатация и менеджмент могут быть упрощены за счет использования таких функций, как «включил и работает» и «авто-оптимизация», что позитивно сказывается на сокращении капитальных и операционных затрат оператора.

LTE позиционируется в качестве сети, которая отвечает требованиям к сетям мобильной связи следующего поколения – как для существующих операторов 3GPP/3GPP2, так и для новичков рынка. Эта технология позволит операторам оказывать высокопроизводительные услуги мобильного ШПД для широкой аудитории, используя комбинацию высоких пиковых скоростей и пропускной мощности системы, как в направлении «вниз», так и в направлении «вверх», причем с низким временем отклика.

Инфраструктура LTE разработана с тем, чтобы быть как можно более простой в развертывании и эксплуатации, для чего разработана гибкая технология, способная оставаться работоспособной в широком наборе частотных диапазонов. LTE подразумевает возможность масштабирования частотных диапазонов, может работать в полосе частот менее 5 МГц и вплоть до 20 МГц, а также поддерживает, как парные частотные диапазоны для FDD, так и одиночные – для TDD. Архитектура LTE-SAE сокращает число узлов, поддерживает гибкие конфигурации сети и обеспечивает высокий уровень доступности услуг. Кроме того, LTE-SAE будет обеспечивать межсетевое взаимодействие с сетями GSM, WCDMA/HSPA, TD-SCDMA и CDMA.19

Возможностями LTE-сети можно будет воспользоваться не только с помощью мобильного телефона, но также с помощью ноутбука, камеры, камкордера, фиксированных беспроводных терминалов и других устройств, ориентированных на использование мобильного ШПД.

## **1.8 Радиодоступ**

Большой интерес вызывает развитие сетей беспроводного доступа, имеющих бесспорное преимущество при отсутствии кабельной инфраструктуры, в труднодоступных и малонаселенных районах. Другим достоинством систем радиодоступа является быстрота их развертывания и возможность поэтапного наращивания по мере необходимости. Главными недостатками являются ограниченная пропускная способность и относительно высокая стоимость в расчете на абонента. Все системы WLL ориентированы, прежде всего, на предоставление услуг аналоговой телефонии, что нельзя назвать недостатком для условий Казахстана. Среди наиболее распространенных технологий, используемых в системах радиодоступа, можно назвать стандарты сотовой телефонии DAMPS, GSM, стандарты беспроводной телефонии CT-2 и DECT, а также технологии CDMA и некоторые частные протоколы, как, например, FH TDMA и другие.

Стоимость решения на основе радиодоступа складывается, во-первых, из стоимости проектирования, подготовительных инженеринговых работ, частотных присвоений, а также инфраструктуры оборудования радиодоступа. Все эти расходы (назовем их стартовыми) мало зависят от числа абонентов и практически не зависят от длины беспроводной абонентской линии (в пределах зоны действия системы). Второй составляющей расходов в системе радиодоступа является абонентский терминал. Эта составляющая растет линейно с ростом количества абонентов, но также не зависит от длины линии.

Поставим задачу по построению сети абонентского доступа, характерную с нашей точки зрения для оператора связи в Казахстане.

Условия применения оборудования. Коммутационные станции:

- цифровые, различных производителей;
- аналоговые, различных систем (координатные, иногда декадно-шаговые).

Распределительная сеть:

- разветвленная сеть медно-кабельных линий невысокого качества в городских районах (для базовых операторов);

- отсутствующая или недостаточно-развитая собственная сеть;

- неразвитая сеть кабельных линий в сельской местности и пригородах.

Потребность в услугах:

более 95%:

- аналоговый телефон;

- передача данных с помощью модема/факса до 5%

- высокоскоростное подключение к сетям передачи данных или сети ISDN.

Приоритеты для оператора при выборе средств абонентского доступа могут быть различны. Например, у базовых операторов, основная задача которых состоит в 100% телефонизации и основная часть клиентов, которые нуждается в традиционных телефонных услугах, приоритеты при выборе оборудования чаще расставляются следующим образом:

- цена;

- скорость развертывания;

- затраты на обслуживание;

- гибкость с точки зрения предоставления интегрированных услуг;

- мобильность.

У альтернативных операторов задача, как правило, состоит в более быстром, чем у конкурирующих базовых операторов, обеспечении традиционной связью состоятельной части населения и предоставлении высококачественных услуг (в том числе и нетрадиционных) абонентам делового сектора. Приоритеты выбора оборудования для них несколько иные:

- скорость развертывания;

- гибкость с точки зрения предоставления интегрированных услуг;

- мобильность;

- цена;

- затраты на обслуживание.

Попробуем сделать качественный анализ различных технологий и посмотреть, в какой степени они отвечают поставленной задаче – телефонизация с использованием различных технологий абонентского доступа. Из анализа таблицы 1.1 можно сделать вывод, что альтернативные операторы будут тяготеть к трем более современным способам решения проблемы доступа (уплотнение и радиодоступ), так как именно они позволяют решить вопрос подключения абонентов существенно быстрее, чем

в случае прокладки медного кабеля, либо предоставить большой набор услуг.

Т а б л и ц а 1.1 – Качественный анализ технологий

Параметр	Уплотнение АЛ	Применение ВоЛС	Радиодоступ	Медный кабель
Цена	Низкая (\$150)	Средняя (\$200...\$600)	Высокая (\$500..\$1000)	Средняя (\$100...\$300)
Скорость разверт.	Высокая (1 день)	Низкая (3..12 мес.)	Средняя (2..4 мес.)	Низкая (3...12 мес.)
Затраты на обслужив.	Низкие	Низкие	Низкие	Высокие
Гибкость (полоса пр.)	Средняя (до 2 Мбит/с)	Высокая (до 155 Мбит/с и выше)	Низкая (обычно до 32 кбит/с)	Низкая (аналоговая передача)
Мобильн.	Высокая	Низкая	Высокая	Низкая

Такой вывод подтверждается и практикой. Большинство альтернативных операторов значительно раньше базовых начали использовать оборудование ЦСПАЛ и широко внедрять ВоЛС. Радиодоступ, как технологическое решение, получил распространение сравнительно недавно, но уже очевидно, что и в мировой и отечественной практике это решение для городской связи применяется в основном альтернативными операторами, тогда как для сельской связи оно эффективно и у базовых операторов связи (рисунок 1.6)

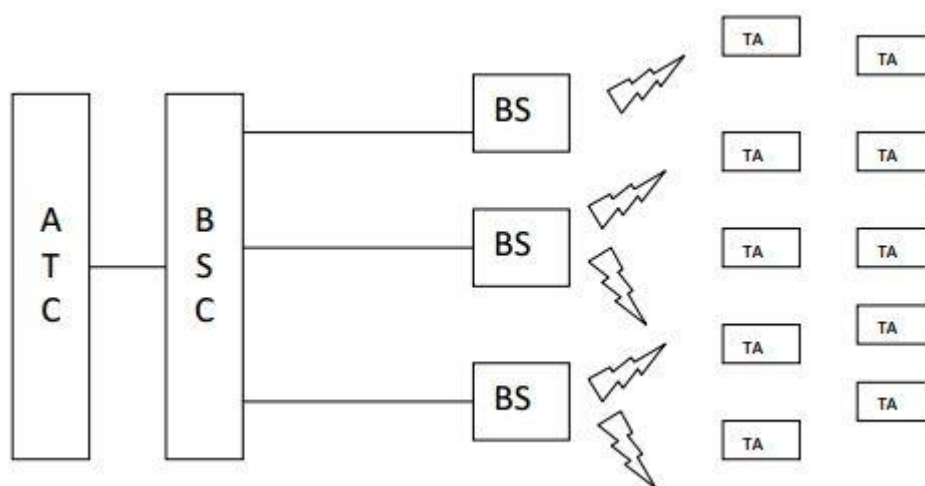


Рисунок 1.6 – Беспроводный доступ

Теперь попробуем проанализировать стоимостные показатели различных способов организации доступа. Стоимостный анализ, безусловно,

является чрезвычайно важным для современного оператора, стремящегося к наибольшей экономической эффективности своей деятельности.

Рассмотрим случай модернизации городской АТС. Задача состоит в раздаче новых телефонных номеров (количество которых увеличилось по сравнению с существовавшим ранее в 2-4 раза) абонентам, равномерно распределенным в радиусе до 5 км от АТС. Количество абонентов, подключаемых в каждой точке, как правило, для этого случая составит не более 10. Этот параметр существенен для проводных технологий (медный кабель и ВоЛС). Для ЦСПАЛ количество подключаемых в каждой точке абонентов не существенен (при наличии кабельных вводов в каждое здание), а для радиодоступа количество подключаемых абонентов рассчитывается на всю зону радио покрытия, то есть все количество дополнительно введенных номеров, как правило, более 600. Рассмотрим применение различных способов доступа для данной задачи.

Как видим, при коротких АЛ (либо участков АЛ, подлежащих усилению) традиционное кабельное решение все еще оказывается наиболее дешевым. Однако, при увеличении длины АЛ свыше 1...1,5 км, эффективным становится применение ЦСПАЛ, ВоЛС и радиодоступ оказываются более дорогими решениями для данной задачи. При выборе между усилением кабельного ввода и применением ЦСПАЛ оператору целесообразно учитывать также временной фактор, ведь во время строительно-монтажных работ оператор не получает оплаты от клиента. Принимая во внимание все вышесказанное, а также, основываясь на практическом опыте взаимодействия с операторами, для решения данной задачи можно рекомендовать применение ЦСПАЛ при длине участка АЛ, подлежащего усилению, более 100 метров.

Теперь рассмотрим следующую типовую задачу – телефонизацию объектов нового строительства (жилых домов, бизнес центров и т.д.). Для этой задачи характерно относительно небольшая длина АЛ (до 5 км), а также большое число абонентов, подключаемых в одной точке (здании или квартале) – более 500 терминалов.

Применение ЦСПАЛ для решения поставленной задачи невозможно, поскольку кабельный ввод в здание отсутствует, а, следовательно, нечего уплотнять. Поэтому сравнению подлежат другие технологии. Радиодоступ, как и в первом случае, оказывается самым дорогим решением. Гибкость радио решения (возможность быстро переставлять абонентские терминалы с места на место в пределах зоны действия) также не принципиальна для рассматриваемого случая, так как все абоненты заведомо будут находиться в пределах объекта на постоянных местах. Конкурирующими решениями остаются прокладка медного или волоконно-оптического кабеля. Время, требуемое на прокладку, практически одинаково. Более того, для случая нового строительства, когда каблирование может осуществляться

одновременно с окончательной отделкой зданий, даже радиодоступ не дает выигрыша во времени.

Теперь рассмотрим типовую задачу для сельской местности, пригородов, районов малоэтажной застройки. Для этой задачи характерны отсутствие инфраструктуры медных кабельных линий (поэтому невозможно или ограничено применение ЦСПАЛ), малое количество абонентов, подключаемых в каждой точке, а также большое расстояние от АТС до мест расположения абонентов (до 10 и более километров).

Как видно из анализа, наиболее эффективным было бы использование ЦСПАЛ. Там, где это возможно (то есть существует какая-либо кабельная сеть), рекомендуется применять ЦСПАЛ с большим коэффициентом уплотнения (до 60 линий по одной паре) или с динамической концентрацией. Как правило, такая возможность в сельской местности имеется там, где существуют кабельные линии, на которых смонтированы системы типа К-12 или ИКМ-15, ИКМ-30. При переоборудовании данных линий на основе использования технологий HDSL появляется возможность выносов номерной емкости АТС, установленных в крупных населенных пунктах, до пригородов или сел.

однако, во многих случаях применение ЦСПАЛ невозможно совсем ввиду полного отсутствия кабельной инфраструктуры. Для этого случая вероятно и отсутствие кабельной канализации, что существенно удорожает кабельные решения относительно рассмотренных ранее задач по телефонизации в городских районах. В сельской местности меньше (а чаще и вовсе отсутствует) спрос на нетрадиционные высокоскоростные услуги (передача данных и т.д.), поэтому качественное преимущество ВоЛС (большая пропускная способность) несущественно. Как видим, для данной задачи радиодоступ может оказаться наиболее приемлемой альтернативой. Практика других стран подтверждает этот вывод.

Рассмотрев теоретически несколько типовых задач телефонизации, автор естественно не исчерпал всех возможных и рентабельных применений для тех или иных средств доступа. Например, радиодоступ и ЦСПАЛ часто используются как временные решения, чтобы обеспечить связь до завершения прокладки кабеля либо для организации каких-либо разовых мероприятий (фестивали, спортивные состязания и т.д.). Во многих случаях, особенно в деловых районах, операторы прокладывают ВоЛС не для предоставления аналоговых телефонных услуг, а для предоставления цифровой связи. Для этих же целей могут быть использованы и специализированные радиосредства.

Мы дали лишь обобщенный и, естественно, упрощенный сравнительный анализ технологий абонентского доступа. В каждом конкретном случае необходимо учитывать множество объективных факторов, таких как разброс



стоимости ЦСПАЛ в зависимости от типа, потребность (в том числе и потенциальная) в тех или иных услугах, доступность радиочастот в данном регионе и так далее. Поэтому рекомендуем операторам обращаться к поставщикам средств доступа с постановкой задачи, а затем вместе анализировать различные возможности ее решения с целью оптимизации технико-экономических параметров.

## **2 Экспериментальная часть**

### **2.1 Исследование помехоустойчивости MIMO-OFDM систем**

LTE – технология, которая до сих пор не имеет никаких коммерчески действующих реализаций, позволяющая получить ответы на все увеличивающееся количество вопросов относительно того, которые предлагаются в современном мире [11].

Сравнительному анализу различных методов детектирования сигналов в системах с многоэлементными антенными решетками посвящено достаточно большое число научных работ. основными из этих методов являются метод максимума правдоподобия (Maximum Likelihood – ML) и метод наименьших квадратов (Zero Forcing – ZF). однако в известных работах сравнение ограничивалось исследованием систем с низкими порядками модуляции. Например, в работах [12] рассматривались только модуляции с небольшим числом  $M$  бит на один символ (BPSK:  $M = 1$ , QPSK:  $M = 2$ ). В этих работах было показано, что разница в характеристиках MIMO-систем, использующих различные методы детектирования сигналов, значительна и составляет порядка 6–10 дБ. При этом авторами отмечалась высокая сложность реализации ML- метода.

В настоящей работе исследуется помехоустойчивость MIMO. Эта проблема особенно актуальна в системах радиодоступа, работающих в сложных условиях распространения сигналов. Традиционным решением этой проблемы является расширение полосы частот и/или повышение излучаемой мощности. Тем не менее, применимость этих методов имеет недостатки. В частности, из-за требований биологической защиты и электромагнитной совместимости повышение мощности и расширение полосы частот ограничено [13].

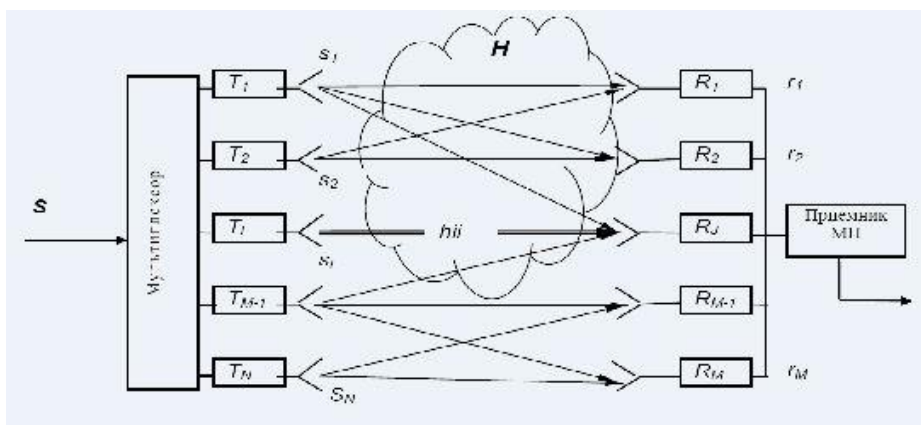


Рисунок 2.1 – общая структура системы МИМО

одним из самых эффективных способов решений этой проблемы на сегодняшний день может быть применение антенных решёток со слабокоррелированными антенными элементами, на основе которых реализуется технология МИМО [14].

На рисунке 2.1 представлена общая структура системы МИМО, которая позволяет увеличить пропускную способность линии связи за счет формирования физически различных каналов.

В работе исследована структурная схема имитатора радиопередачи. Для этого была создана программная реализация МИМО канала в среде Simulink пакета прикладных программ MatLAB. Из всевозможных вариантов построения МИМО канала была выбрана архитектура на основе пространственно-временного кодирования. Такая схема предложена Alamouti [15] и является наиболее эффективным видом неадаптивной радиопередачи, так как объединяет пространственное и временное разнесения. Структурная схема имитатора изображена на рисунке 2.2.

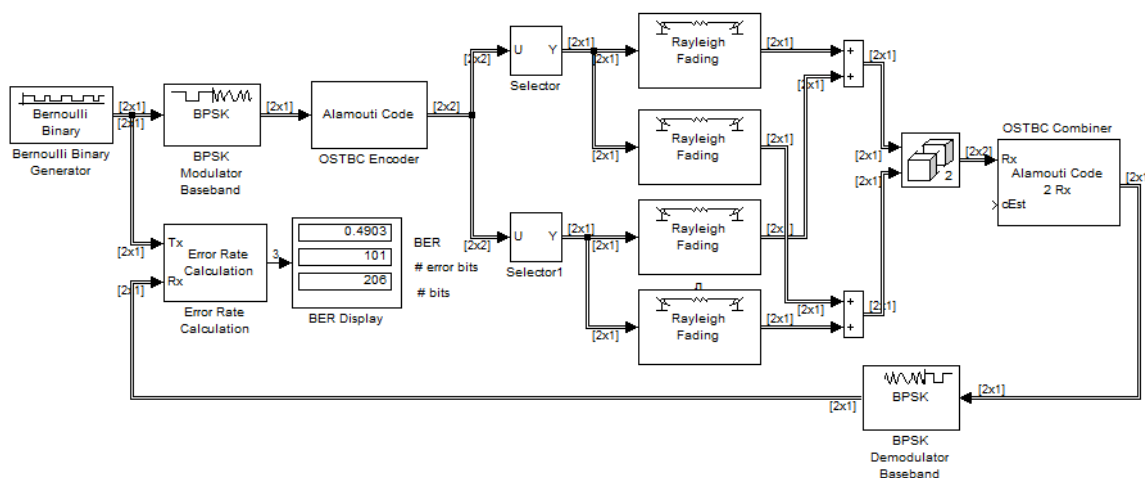


Рисунок 2.2 – Структурная схема МИМО канала(2×2) в среде Simulink

Структурная схема состоит из блоков: Bernoulli Binary Generator (генератор случайного двоичного кода); BPSK Modulator (Demodulator) Baseband (модулятор (демодулятор) сигнала ФМ-2); OSTBC Encoder(Combiner) (ортогональный пространственно-временной блоковый кодер(декодер), выполняет функцию кодирования(декодирования) ); Error Rate Calculation (счётчик ошибок в канале); BER Display (отражает показания счётчика ошибок в канале); Selector (выполняет функцию демультиплексирования); Multipath Rayleigh Fading Channel (среда распространения сигнала, имитирующая релеевские замирания).

Алгоритм работы состоит в следующем: источник сигнала формирует случайную последовательность, которая поступает на вход модулятора ФМ-2. Модулятор формирует сигналы для передачи по сигнальному созвездию, закладывая информацию в изменение фазы. Далее промодулированный сигнал поступает на вход пространственно-временного кодера блоками по 2 символа, он формирует матрицу по определенному закону, каждая строка которой поступает отдельно на излучающую антенну. В канале сигнал претерпевает всевозможные воздействия и поступает на приемную антенну, после чего на пространственно-временной декодер, где по определенному закону восстанавливают переданную последовательность. Затем следует демодулятор ФМ-2, а после устройство, сравнивающее сигнал на передаче и на приеме, результата выводится на счетчик ошибок.

В работе исследовалась помехоустойчивость MIMO-OFDM-систем связи с двумя конфигурациями  $N_t \times N_r$  передающих и приемных антенн ( $2 \times 2$  и  $2 \times 4$ ). Результаты моделирования для  $2 \times 2$ -MIMO-OFDM-системы (с двумя передающими и двумя приемными антеннами) представлены в таблице 1 и 2 для BPSK, QPSK, 16-QAM и 64-QAM модуляций соответственно. Поскольку современные стандарты локальных радиосетей являются системами пакетной передачи данных, то в качестве меры помехоустойчивости использовалась вероятность пакетной ошибки. Длина пакета выбиралась равной 1000 байтов. В моделировании использовалась модель частотно-селективного канала с экспоненциальным профилем временного затухания. Среднеквадратичная задержка канала равнялась 50 нс. Частотно-временные параметры OFDM-символов выбирались согласно рекомендациям стандарта IEEE 802.11a, а число поднесущих бралось равным 96, что эквивалентно удвоению полосы передачи этого стандарта. В таблице 2.1 приведены относительные потери в отношении сигнал-шум ZF-метода по отношению к ML-методу при фиксированном значении вероятности пакетной ошибки ( $PER = 0.01$ ).

Т а б л и ц а 2.1 – относительные потери в отношении сигнал–шум ZF-метода по отношению к ML-методу для 2×2-MIMO

Скорость кода, R	Модуляция	SNR <sub>ML</sub> – SNR <sub>ZF</sub>
1/2	BPSK	~5 дБ
3/4	BPSK	~7 дБ
1/2	QPSK	~4,5 дБ
3/4	QPSK	~7 дБ
1/2 16	16 QAM	~3 дБ
3/4 16	16 QAM	~4 дБ
2/3 64	64 QAM	~2 дБ
3/4 64	64 QAM	~3 дБ

Из таблицы 2.1 видно, что относительные потери в отношении сигнал–шум ZF-метода по отношению к ML-методу меньше при QAM- модуляции и большей скорости кода.

В таблице 2.2 приведены относительные потери в отношении сигнал–шум ZF-метода по отношению к ML-методу при фиксированном значении вероятности пакетной ошибки (PER = 0.01) для 2×4-MIMO-OFDM-системы с двумя передающими и четырьмя приемными антеннами. Из сравнения данных в таблицах 2.1 и 2.2 видно, что разница в характеристиках ML- и ZF-схем детектирования существенно убывает с ростом числа приемных антенн.

Т а б л и ц а 2.2 – относительные потери в отношении сигнал–шум ZF-метода по отношению к ML-методу для 2×4-MIMO

Скорость кода, R	Модуляция	SNR <sub>ML</sub> – SNR <sub>ZF</sub>
1/2	BPSK	~1 дБ
3/4	BPSK	~2 дБ
1/2	QPSK	~0,5 дБ
3/4	QPSK	~1 дБ
1/2 16	16 QAM	~0,2 дБ
3/4 16	16 QAM	~0,6 дБ
2/3 64	64 QAM	~0,1 дБ
3/4 64	64 QAM	~0,4 дБ

Из таблицы 2.2 видно, что относительные потери в отношении сигнал–шум ZF-метода по отношению к ML-методу для 2×4-MIMO меньше, чем для 2×2-MIMO.

Реализован имитатор MIMO-канала в среде Simulink пакета прикладных программ MatLAB, также MIMO-OFDM-система связи с двумя конфигурациями  $N_t \times N_r$  передающих и приемных антенн (2×2 и 2×4).

относительные потери в отношении сигнал-шум BPSK, QPSK, 16-QAM и 64-QAM модуляций для 2×4 в 4-5 раз меньше, чем 2×2-MIMO-OFDM-системы.

### **3.3 оценка эффективности различных методов повторного использования частот в сетях LTE**

При планировании сетей LTE одной из важнейших целей является обеспечение максимальной емкости сети или её пропускной способности. Пропускная способность может быть определена через спектральную плотность, которая в свою очередь определяется используемой модуляционно-кодовой схемой, выбираемой по результатам измерения отношения сигнал/(шум+интерференция) (далее - SINR). Для сетей с частотным дуплексом FDD средняя пропускная способность соты может быть получена путем прямого умножения ширины канала на спектральную эффективность [1].

В [2] приведены зависимости значений спектральной эффективности от величины SINR.

Рассмотрим два, наиболее часто используемых, метода повторного использования частот.

Первый метод - это работа всех базовых станций сети на одной несущей частоте, коэффициент повторного использования частот в этом случае равен 1. Далее будем называть такой метод одночастотным.

Внутрисистемные помехи при одночастотном методе минимизируются благодаря механизмам частотно-селективной диспетчеризации ресурсных блоков, модифицированному алгоритму управления мощностью абонентских устройств и координации помех между сотами.

Второй метод - работа базовых станций сети на разных несущих частотах. Коэффициент повторного использования частот в этом случае больше 1. Учитывая дефицит частотного ресурса в полосах частот, выделенных для строительства сетей LTE (1765-1785/1860-1880 МГц), значение коэффициента повторного использования частот в этом случае будет равно 3. Далее будем называть такой метод трехчастотным. Внутрисистемные помехи при трехчастотном методе минимизируются благодаря частотному разнесу соседних базовых станций [4].

В работе выполнено оценка значений SINR в кластере площадью 13,3 кв. км., состоящем из 15 базовых станций, в условиях плотной городской застройки для города Алматы. Значение SINR были получены с использованием программы Atoll. С помощью данной программы были получены результаты распределения значений SINR в процентном соотношении при имитации 30 % и 70 % загрузки всех секторов базовых станций трафиком при использовании одночастотного метода.

Пропускная способность может быть определена через спектральную плотность, которая в свою очередь определяется используемой

модуляционно-кодовой схемой, выбираемой по результатам измерения отношения сигнал/(шум+интерференция) (далее - SINR). Для сетей с частотным дуплексом FDD средняя пропускная способность соты может быть получена путем прямого умножения. При планировании сетей LTE одной из важнейших целей является обеспечение максимальной емкости сети или её пропускной способности.

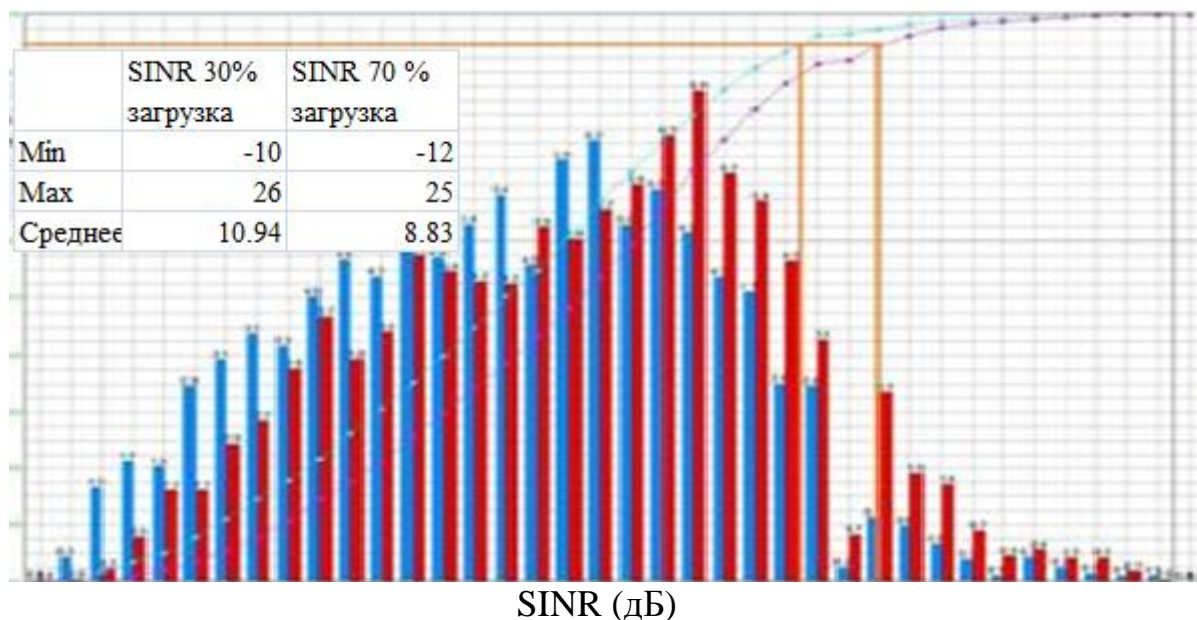


Рисунок 2.3 – Гистограмма распределения значений SINR при коэффициенте повторного использования частот равном 1

Из рисунка 3.14 видно, что среднее значение SINR на сети, полученное как математическое ожидание распределения, при 30 % загрузке составляет 10,94 дБ, что позволяет достичь спектральной эффективности равной 2,26 бит/с/Гц. При увеличении загрузки до 70 % среднее значение SINR уменьшается до 8,83 дБ. Следовательно, достижимое значение спектральной эффективности составляет 1,9 бит/с/Гц. Таким образом, при увеличении загрузки в соседних сотах до 70 % емкость соты снижается на 26 %. Это объясняется тем, что спектральная плотность мощности сигнала LTE зависит от количества задействованных в данный момент ресурсных блоков [3].

На рисунке 3.15 приведен результат аналогичных измерений при использовании коэффициента повторного использования частот равным 3. В этом случае принята трехсекторная конфигурация базовых станций, в каждом из секторов которых используется один из трех частотных каналов, коэффициент повторного использования частот равен 3. Результаты измерений показывают, что использование трехчастотного метода частотного планирования позволяет за счет снижения уровня внутрисистемных помех увеличить спектральную эффективность. Увеличение средней пропускной

способности в кластере составило 37 %. При этом значительно меньше выражен эффект уменьшения SINR с ростом загрузки соседних сот.

В случае разделения выделенного оператору частотного ресурса на 3 полосы, снижение общей емкости трехсекторной базовой станции составит 47 % в сравнении с применением одночастотного метода.

Таким образом, для эффективного использования частотного ресурса, в качестве основного метода частотного планирования сетей LTE целесообразно применять одночастотный метод частотного планирования.

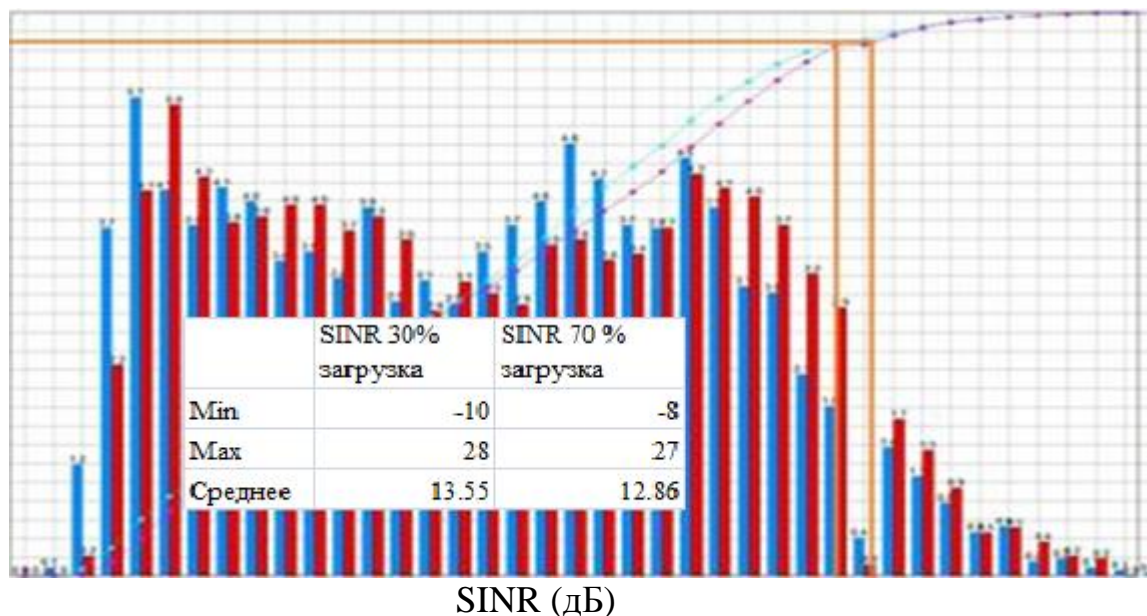


Рисунок 2.4 – Гистограмма распределения значений SINR при коэффициенте повторного использования частот равном 3

Из рисунка 3.15 видно, что значение SINR при 30 % загрузке составляет 13,55 дБ, что позволяет достичь спектральной эффективности равной 2,73 бит/с/Гц. Результаты измерения показывают, что при увеличении загрузки до 70 % среднее значение SINR уменьшается до 12,86 дБ, достижимая спектральная эффективность составляет 2,6 бит/с/Гц.

Результаты измерений показывают, что использование трехчастотного метода частотного планирования позволяет за счет снижения уровня внутрисистемных помех увеличить спектральную эффективность. Увеличение средней пропускной способности в кластере составило 37 %. При этом значительно меньше выражен эффект уменьшения SINR с ростом загрузки соседних сот.

В случае разделения выделенного оператору частотного ресурса на 3 полосы, снижение общей емкости трехсекторной базовой станции составит 47 % в сравнении с применением одночастотного метода.

Таким образом, для эффективного использования частотного ресурса, в качестве основного метода частотного планирования

сетей LTE целесообразно применять одночастотный метод частотного планирования.

На рисунке 3.16 приведены зависимости затрат ресурсов на служебные каналы от ширины диапазона частот. На гистограмме показано что с шириной диапазона 1.4 МГц ресурсы управления составляет 29,2 % что является наиболее высокими по значению к другим частотным диапазонам. С этого следует, что ширина диапазон частот от 10 МГц до 20МГц могут минимизировать затраты на частотно-временные ресурсы нисходящего канала на передачу информации.

### 3 Расчетная часть

#### 3.1 Разработка алгоритма приема OFDM

В случае использования технологии OFDM, принятая смесь сигнала с помехами в  $q$ - ой ( $q = 1, 2, \dots, Q$ ) ветви разнесения на одной поднесущей имеет вид:

$$z_q(t) = \mu_{cq}z_r(t) + \mu_{sq}z_r(t) + \xi_q(t) \quad (3.1)$$
$$MT \leq t < (M + 1)T$$

Здесь  $Q$  - число ветвей разнесения;  $\mu_{cq}$  и  $\mu_{sq}$ - ортогональные составляющие коэффициентов передачи канала для сигнала  $z_r(t)$ ,  $z_r(t)$  и  $\tilde{z}_r(t)$  - функция, определяющая переданный сигнал на одной поднесущей и сопряжённая ей по Гильберту;  $\xi_q(t)$  - реализация флуктуационной помехи, аппроксимируемой белым гауссовским шумом с нулевым средним и спектральной плотностью мощности  $v^2$ ;  $T$  - длительность OFDM символа;  $r=1, 2, \dots, m$  - алфавит сигнала.

Адаптивный алгоритм приёма с обучением определяется отношением правдоподобия, в котором неизвестные априорные распределения параметров заменены апостериорными, сформированными при помощи обучающей выборки. В соответствии с критерием максимального правдоподобия для априорно равновероятных передаваемых сигналов адаптивный алгоритм определяется неравенством

$$\sum_{q=1}^Q \ln \Lambda_{rl}^{(q)} > 0, \quad r \neq 1, \quad (3.2)$$

где



$$\Lambda_{rl}^{(q)} = \frac{\int_{G(\mu_{cq}, \mu_{sq})} W\left(\frac{\mu_{cq}, \mu_{sq}}{Z_q}\right) F\left(\frac{Z_q}{Z_{rq}, \mu_{cq}, \mu_{sq}}\right) d\mu_{cq} d\mu_{sq}}{\int_{G(\mu_{cq}, \mu_{sq})} W\left(\frac{\mu_{cq}, \mu_{sq}}{Z_q}\right) F\left(\frac{Z_q}{Z_{rq}, \mu_{cq}, \mu_{sq}}\right) d\mu_{cq} d\mu_{sq}} \quad (3.3)$$

- отношение правдоподобия для  $r$ -го сигнала относительно  $l$ -го в  $q$ -ой ветви разнесения. Здесь -  $W(\mu_{cq}, \mu_{sq}/Z_q)$  апостериорное распределение параметров сигнала, сформированное по обучающей выборке опорного сигнала;  $G(\mu_c, \mu_s)$  область интегрирования, определяемая пределами изменения параметров сигнала;

$$F\left(\frac{Z'_q}{Z_{rq}, \mu_{cq}, \mu_{sq}}\right) = \frac{W(Z'_q/Z_{rq}, \mu_{cq}, \mu_{sq})}{W(Z'_q/0)} \quad (3.4)$$

- функционал отношения правдоподобия принятой смеси сигнала с помехой при передаче сигнала  $Z_r(t)$  в  $q$ -ой ветви разнесения. В этом выражении

$$W(Z'_q/Z_{rq}, \mu_{cq}, \mu_{sq}) = \text{const} \exp\left[-\frac{1}{v^2} \int_{MT}^{(M+1)T} \xi_q^2(t) dt\right] \quad (3.5)$$

где согласно (3.1)

$$\xi_q(t) = z'_q(t) - [\mu_{cq} z_r(t) + \mu_{sq} \tilde{z}_r(t)] \quad (3.6)$$

При медленных изменениях параметров сигнала  $\mu_{cq}$  и  $\mu_{sq}$  их можно измерять (оценивать) при помощи обучающей выборки опорного (пилотного) сигнала

$$S_{1q}(t), S_{2q}(t), \dots, S_{kq}(t), \dots, S_{Mq}(t) \quad (3.7)$$

где

$$S_{qk}(t) = \mu_{cq}^{(k)} u_q(t) + \mu_{sq}^{(k)} \tilde{u}_q(t) + \xi_q(t) \quad (3.8)$$

Здесь  $\mu_{cq}^{(k)}$  и  $\mu_{sq}^{(k)}$  - ортогональные составляющие коэффициентов передачи канала для опорных сигналов  $u_q(t)$ . При медленных общих замираниях группы поднесущих частот ресурсного блока, содержащего опорные сигналы, между  $\mu_{cq}$  и  $\mu_{cq}^{(k)}$  ( $\mu_{sq}$  и  $\mu_{sq}^{(k)}$ ) будет сильная корреляция.

Например, в LTE опорные сигналы передаются через каждые шесть поднесущих частот, расположенных с интервалом 15 кГц, т.е. на расстоянии 90 кГц, а общие замирания в диапазонах функционирования систем WiMAX, Wi-Fi, LTE наблюдаются в полосе частот от нескольких сот килогерц до нескольких мегагерц.

Следуя процедуре вывода, указанной в [58, 59, 60], получим апостериорное распределение параметров опорного сигнала в виде:

$$W\left(m_{cq}^{(k)}, m_{sq}^{(k)} / u'_{1q} \dots u'_{Mq}\right) = \frac{1}{2s_{Mq}^2} \exp\left\{\frac{1}{2s_{Mq}^2} \left[ \left(m_{cq}^{(k)} - m_{sq}^{(k)}\right)^2 + \left(m_{cq}^{(k)} - m_{sq}^{(k)}\right)^2 \right]\right\} \quad (3.9)$$

Здесь при медленных замираниях

$$m_{cq}^{(M)} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \hat{m}_{cq}^{(k)}; \quad m_{sq}^{(M)} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \hat{m}_{sq}^{(k)}; \quad (3.10)$$

где

$$\hat{m}_{cq}^{(k)} = \frac{1}{E} \int_{(k-1)T}^{kT} S_q^{(k)}(t) u_q(t) dt; \quad \hat{m}_{sq}^{(k)} = \frac{1}{E} \int_{(k-1)T}^{kT} S_q^{(k)}(t) u_q(t) dt; \quad (3.11);$$

-максимально правдоподобные оценки параметров канала на  $k$ -м этапе наблюдения опорных сигналов в  $q$ -ой ветви разнесения. На этапе синтеза алгоритмов полагаем  $m_{cq} = m_{cq}^{(k)}$ ,  $m_{sq} = m_{sq}^{(k)}$

После подстановки в (3.13) выражений (3.14)...(3.15), (3.19) и соответствующих преобразований получим адаптивный алгоритм разнесённого приёма одной поднесущей ресурсного блока для сигналов с одинаковыми энергиями в виде:

$$\sum_{q=1}^Q \left( m_{cq}^{(M)} X_{rq} + m_{sq}^{(M)} Y_{rq} \right) > \sum_{q=1}^Q \left( m_{cq}^{(M)} X_{lq} + m_{sq}^{(M)} Y_{lq} \right), r \neq l, \quad (3.12)$$

Здесь

$$X_{rq} = \int_{MT}^{(M+1)T} Z'_q(t) Z_r(t) dt, \quad Y_{rq} = \int_{MT}^{(M+1)T} Z'_q(t) Z_r(t) dt, \quad (3.13)$$

-корреляционные интегралы, вычисленные на интервале  $MT \dots (M+1)T$  после формирования оценок  $m_{cq}^{(M)}$  и  $m_{sq}^{(M)}$  по формулам (3.10), (3.11) на

интервале  $0 \dots MT$  при помощи обучающей выборки (3.7) специальных опорных сигналов. В (3.11), предполагая одинаковую энергию переданных информационных и опорных сигналов во всех ветвях разнесения, имеем

$$E = \int_T u_q^2(t)dt = \int_T \tilde{u}_q^2 dt = \int_T z_r^2(t)dt = \int_T \tilde{z}_r^2 dt;$$

Решающее правило (3.12) является алгоритмом квадратурной корреляционной обработки сигналов одной поднесущей ресурсного блока, в котором оценки параметров канала сформированы при помощи обучающей выборки опорных сигналов. Результаты обработки по алгоритму (3.12) мультиплексируются в один поток данных ресурсного блока.

### 3.2 Помехоустойчивость приема

Средняя вероятность ошибки в ресурсном блоке при приёме сигналов OFDM

$$p(n) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n p_i,$$

где  $n$  - число поднесущих в ресурсном блоке;  $p_i$  - вероятность ошибки на одной поднесущей. В статистически однородных каналах  $p(n) = P_i = p$ .

Вероятность ошибки на одной поднесущей определяется вероятностью невыполнения неравенства (3.12) при передаче  $r$ -го сигнала. В системах с OFDM используется квадратурная амплитудно-фазовая модуляция  $m$ -QAM, где  $m = 2, 4, 16, 64$ . Двухпозиционную (BPSK) и четырёхпозиционную (QPSK) фазовые модуляции можно рассматривать как частный случай  $m$ -QAM с  $m = 2$  и 4. Наиболее просто вероятность ошибки вычисляется при  $m = 2$ , т.е. для BPSK и при этом наиболее наглядно возможно проанализировать основные особенности приёма с использованием опорных (пилотных) сигналов, в частности, влияние скорости замираний сигналов на качество приёма. Поэтому анализ помехоустойчивости приёма проведём для данного вида модуляции ( $m = 2$ ). Увеличение позиционности модуляции ( $m > 2$ ) при заданной символьной скорости сопровождается увеличением битовой скорости в  $\log_2 m$  раз ценой энергетического проигрыша в  $\log_2 m$  раз.

Для сигналов с  $m = 2$  (относительная фазовая модуляция при  $z_2(t) = -z_2(t)$ ) алгоритм (3.40) преобразуется к виду:

$$\sum_{q=1}^Q \left( m_{cq}^{(M)} X_{rq} + m_{sq}^{(M)} Y_{rq} \right) > 0, \quad (3.14)$$

Здесь согласно

$$X_{rq} = \int_{MT}^{(M+1)T} Z'_q(t) Z_r(t) dt, \quad Y_{rq} = \int_{MT}^{(M+1)T} Z'_q(t) Z_r(t) dt. \quad (3.15)$$

-корреляционные интегралы, вычисленные при передаче первого варианта сигнала. оценки  $m_{cq}^{(M)}$  и  $m_{sq}^{(M)}$  вычисляются по формулам (3.10), (3.11). При этом следует иметь в виду, что в (3.10), (3.11) при  $M > 1$  формирование оценок должно проводиться по классифицированной обучающей выборке, т.е. со снятием манипуляции. Заметим, что опорные сигналы  $u_q(t)$  манипулированы по фазе (BPSK) псевдослучайными последовательностями Голда (вариант M- последовательности).

Вероятность ошибки найдём как вероятность невыполнения неравенства (3.42) при передаче первого варианта сигнала:

$$p = \int_{-\infty}^0 W(x) dx,$$

где

$$\sum_{q=1}^Q \left( m_{cq}^{(M)} X_{rq} + m_{sq}^{(M)} Y_{rq} \right)$$

- при передаче сигнала  $z_1(t)$ .

При независимых релеевских замираниях сигналов в каждой ветви разнесения, левая часть неравенства (3.42) представляет собой квадратичную форму нормальных случайных величин с нулевым средним. Величины  $m_{cq}^{(M)}$  и  $m_{sq}^{(M)}$ ,  $X_{1q}$ ,  $Y_{1q}$  попарно независимы с матрицей ковариаций

$$K_q = \begin{bmatrix} m_{cq}^{(M)2} & m_{cq}^{(M)} X_{rq} \\ m_{cq}^{(M)} X_{rq} & X_{rq}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{sq}^{(M)2} & m_{sq}^{(M)} Y_{rq} \\ m_{sq}^{(M)} Y_{rq} & Y_{rq}^2 \end{bmatrix}$$

Плотность вероятности квадратичной формы (3.45) определяется известными соотношениями [61]

$$W = \sum_{q=1}^Q \frac{c_q}{2\alpha_q} \exp\left(-\frac{x}{2\alpha_q}\right), \quad x > 0,$$

$$W = \sum_{q=1}^Q \frac{d_q}{2\beta_q} \exp\left(-\frac{x}{2\beta_q}\right), \quad x < 0,$$

где

$$c_q = \left[ \prod_{k=1}^Q \left(1 + \frac{\beta_k}{\alpha_q}\right) \prod_{k=1}^Q \left(1 - \frac{\alpha_k}{\alpha_q}\right) \right]^{-1}, \quad k \neq q$$

$$d_q = \left[ \prod_{k=1}^Q \left(1 + \frac{\alpha_k}{\beta_q}\right) \prod_{k=1}^Q \left(1 - \frac{\beta_k}{\beta_q}\right) \right]^{-1}, \quad k \neq q$$

Здесь  $\alpha_q = \lambda_{1q}$ ;  $\beta_q = -\lambda_{2q}$ ;  $\lambda_{1q}$  и  $\lambda_{2q}$  - собственные числа матрицы  $[K_q \ J_q]$ , где  $K_q$ - матрица ковариаций (3.46),  $J_q = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$  - матрица квадратичной формы, (3.45). Решая характеристическое уравнение  $|K_q J_q - \lambda_q I| = 0$ , получим

$$\lambda_{1,2q} = \overline{m_{cq}^{(M)} X_{rq}} \pm \sqrt{m_{cq}^{(M)2} X_{rq}^2}$$

После подстановки (3.47) в (3.44) и соответствующих преобразований, вероятность ошибки будет определяться формулой:

$$p = \sum_{q=1}^Q \frac{\beta_q^{2Q-1}}{\prod_{k=1}^Q (\beta_q + \alpha_k) \prod_{k=1}^Q (\beta_q - \alpha_k)} \approx C_{2Q-1}^Q \prod_{q=1}^Q P_q$$

где

$$p_q = \beta_q / (\alpha_q + \beta_q)$$

определим элементы матрицы ковариаций (3.15). Из (3.10), (3.11) с учетом (3.38) после поперидного усреднения произведений быстромменяющихся функций под знаком интеграла, следует

$$m_{cq}^{(N)} = \frac{1}{MT} \sum_{k=1}^M \int_{(k-1)T}^{kT} S_q^{(k)}(t) u_q dt = \frac{1}{MT} \int_0^{MT} \mu_{cq}^{(k)}(t) dt + \frac{1}{MT} \int_0^{MT} \xi_q(t) u_q(t) dt$$

Аналогично из (3.43) и (3.29) получим

$$X_{1q} = \frac{E}{T} \int_{NT}^{(M+1)T} m_{cq}(t) dt + \int_{NT}^{(M+1)T} x_q(t) z_r(t) dt \quad (3.52)$$

Согласно (3.51) и (3.52) элементы ковариационной матрицы определяются выражениями: (3.46)

$$\overline{m_{cq}^{(M)2}} = \frac{\nu^2 E}{2} \left( \overline{h_q^2} r_{1q} + \frac{1}{M} \right)$$

$$X_{rq}^2 = \frac{\nu^2 E}{2} \left( \overline{h_q^2} r_{2q} + \frac{1}{M} \right),$$

$$\overline{m_{cq}^M X_{rq}} = \frac{\nu^2 E}{2} \overline{h_q^2} r_{3q}$$

(3.53)

Здесь  $\overline{h_q^2} = 2\sigma_q^2 \frac{E}{\nu^2} = \frac{2\mu_{cq}^2 E}{\nu^2}$  - среднестатистическое значение отношения энергии принятого сигнала в  $q$ -ой ветви разнесения к спектральной плотности мощности шума;

$$r_{1q} = \frac{1}{(MT)^2} \int \int_0^{MT} R_{1q}(t_1, t_2) dt_1 dt_2;$$

$$r_{2q} = \frac{1}{T^2} \int \int_{MT}^{(M+1)T} R_{2q}(t_1, t_2) dt_1 dt_2;$$

$$r_{3q} = \frac{1}{MT^2} \int \int_{MT}^{NT(M+1)T} R_{3q}(t_1, t_2) dt_1 dt_2;$$

В формулах (3.54)

$$R_{1q}(t_1, t_2) = \frac{\mu_{cq}^{(k1)}(t_1)\mu_{cq}^{(k1)}(t_2)}{\sigma_q^2} = \frac{\mu_{sq}^{(k1)}(t_1)\mu_{sq}^{(k1)}(t_2)}{\sigma_q^2}$$

-корреляционная функция ортогональных составляющих опорного сигнала в  $q$ -ой ветви разнесения;

$$R_{2q}(t_1, t_2) = \frac{\mu_{cq}^{(k2)}(t_1)\mu_{cq}^{(k2)}(t_2)}{\sigma_q^2} = \frac{\mu_{sq}^{(k2)}(t_1)\mu_{sq}^{(k2)}(t_2)}{\sigma_q^2}$$

-корреляционная функция ортогональных составляющих информационного сигнала;

$$R_{3q}(t_1, t_2) = \frac{\mu_{cq}^{(k1)}(t_1)\mu_{cq}^{(k2)}(t_2)}{\sigma_q^2} = \frac{\mu_{sq}^{(k1)}(t_1)\mu_{sq}^{(k2)}(t_2)}{\sigma_q^2}$$

-взаимная корреляционная функция ортогональных составляющих опорного и информационного сигналов. Возможна экспоненциальная и гауссовская аппроксимация  $R_q(t_1, t_2)$  [61].

При экспоненциальной аппроксимации корреляционной функции

$$R_q(t_1, t_2) = \exp\left(-\frac{|t_1 - t_2|}{\tau_{kq}}\right) \approx 1 - \frac{|t_1 - t_2|}{\tau_{kq}}$$

выражения (3.54) примут вид:

$$r_{1q} = 1 - \frac{MT}{3\tau_{k1}}; \quad r_{2q} = 1 - \frac{T}{3\tau_{k2}}; \quad r_{3q} = 1 - \frac{(M+1)T}{3\tau_{k3}};$$

Здесь  $\tau_{ki}(i = 1,2,3)$  интервал корреляции изменений параметров сигнала. В общем случае они могут быть разными для опорного и информационного сигналов. Но при общих замираниях группы поднесущих частот ресурсного блока, содержащего опорный сигнал  $\tau_{k1} \approx \tau_{k2} \approx \tau_{k3} \approx \tau_k$ . Например, при скорости движения абонента  $v = 50$  км/час интервал корреляции замираний  $\tau_k$  составляет величину порядка 10 мс (по данным работ [62, 66]). В сотовой сети LTE длительность OFDM-символа  $T$  вместе с префиксом составляет 71,4 мкс, тогда  $T/\tau_k = 7,14 \cdot 10^{-3}$ .

При гауссовской аппроксимации корреляционной функции

$$R_q(t_1, t_2) = \exp\left(-\frac{(t_1 - t_2)^2}{2\tau_{kq}^2}\right) \approx 1 - \frac{(t_1 - t_2)^2}{2\tau_{kq}^2}$$

выражения (3.54) примут вид:

$$r_{1q} = 1 - \frac{(MT)^2}{12\tau_k^2}; \quad r_{2q} = 1 - \frac{T^2}{12\tau_k^2}; \quad r_{3q} = 1 - \frac{T^2}{12\tau_k^2}(2M^2 + 3M + 2)$$

Гауссовская аппроксимация более благоприятна для прогнозирования параметров канала. Многие авторы считают, что в большинстве случаев на линиях связи корреляционная функция близка к гауссовской кривой. Её в дальнейшем и будем использовать при анализе.

определим собственные числа матрицы  $[K_q \ J_q]$  подстановкой (3.53) в (3.54), получим

$$\lambda_{1,2q} = \frac{v^2 E}{2} \left( \overline{h}_q^2 r_{3q} \pm \sqrt{\left(\overline{h}_q^2 r_{1q} + \frac{1}{M}\right) (\overline{h}_q^2 r_{2q} + 1)} \right)$$

(3.55)

После подстановки  $\alpha_q = \lambda_{1q}$ ; и  $\beta_q = -\lambda_{2q}$ ; (3.55) в (3.54), получим выражение для вероятности ошибки при разнесённом приёме OFDM сигналов

$$p \approx \frac{C_{2Q-1}^Q}{2^Q} \prod_{q=1}^Q \left[ 1 - \frac{\overline{h}_q^2 r_{3q}}{\sqrt{\left(\overline{h}_q^2 r_{1q} + \frac{1}{M}\right) (\overline{h}_q^2 r_{2q} + 1)}} \right]$$

(3.56)

Из (3.56) видно, что вероятность ошибки зависит от отношения энергии символа к спектральной плотности мощности шума  $\overline{h}_q^2$ , от размера обучающей

выборки  $M$  и от коэффициентов, характеризующих скорость изменения параметров сигнала  $r_{1q}, r_{2q}, r_{3q}$ .

На рисунке 3.1 приведены зависимости вероятности ошибки  $p$  от размера обучающей выборки  $M$  при разных  $Q$ , вычисленные по формуле (3.56), в предположении  $\overline{h}_q^2 = \overline{h}^2 = 10^2$  (одинаковая средняя интенсивность сигналов разных ветвей разнесения), при гауссовской аппроксимации  $R_q(t_1, t_2)$  при  $T/\tau_k = 10^{-2}$  (сплошные линии) и при  $T/\tau_k = 5 \cdot 10^{-2}$



(штриховые линии). Здесь же для сравнения приведены зависимости потенциальной помехоустойчивости при  $r_{1q} \approx r_{2q} \approx r_{3q} \approx 1$  (штрихпунктирные линии), что практически соответствует значению  $T/\tau_k = 10^{-3}$ . Из приведённых зависимостей видно, что при  $T/\tau_k = 10^{-2}$  заметное уменьшение вероятности ошибки происходит на первых двух-трёх интервалах обучения, затем уменьшение вероятности ошибки замедляется и при  $M > 7$  вероятность ошибки будет возрастать вследствие декорреляции измеренных параметров сигнала. С увеличением  $M$  повышение помехоустойчивости приёма происходит более эффективно при большом числе ветвей разнесения. В рассматриваемых условиях значение  $T/\tau_k = 10^{-2}$  можно считать количественной оценкой (мерой) «медленности» замираний при гауссовской аппроксимации  $R_q(t_1, t_2)$ . При  $T/\tau_k = 5 \cdot 10^{-2}$  вероятность ошибки при  $M = 2$  практически не уменьшается по сравнению с  $M = 1$ , а при  $M > 2$  вероятность ошибки возрастает вследствие декорреляции измеренных параметров сигнала. Величина  $T/\tau_k = 5 \cdot 10^{-2}$  близка к границе, характеризующей быстрые замирания, когда обучение на интервале  $M > 1$  нецелесообразно. Монотонное уменьшение вероятности ошибки с увеличением  $M$  наблюдается только при  $r_{1q} \approx r_{2q} \approx r_{3q} \approx 1$  (практически при  $T/\tau_k \approx 10^{-3}$ ), однако и в этих условиях целесообразно осуществлять обучение на интервале не более двух трёх элементов обучающей выборки, т.к. далее уменьшение вероятности ошибок сильно замедляется.

Заметим, что в системах технологии LTE значение  $T/\tau_k = 10^{-2}$  будет при скорости движения абонента  $v \approx 70$  км/ч. Технологией LTE предусматривается мобильность до скорости  $v = 350$  км/ч, при этом  $T/\tau_k = 5 \cdot 10^{-2}$ . Значение  $T/\tau_k \approx 10^{-3}$  соответствует движению абонентской станции со скоростью пешехода.

Из выражения (3.56) видно, что в каналах с конечной скоростью изменения параметров сигнала при неограниченном увеличении величины  $h_q^2$  вероятность ошибки стремится не к нулю, а к предельному значению

$$P_{i\partial} \approx \frac{C_{2Q-1}^Q}{2^Q} \prod_{q=1}^Q \left[ 1 - \frac{r_{3q}}{\sqrt{r_{1q}r_{2q}}} \right]$$

Например, при одиночном приёме ( $Q = 1$ ) при  $T/\tau_k = 10^{-2}$  предельная вероятность ошибки при экспоненциальной аппроксимации  $R_q(t_1, t_2)$  равна  $p_{cp} = 3,4 \cdot 10^{-3}$ , а при гауссовской аппроксимации  $p_{cp} = 2,5 \cdot 10^{-5}$ . Предельная вероятность ошибки стремится к нулю только в каналах с неизменными параметрами ( $r_{1q} = r_{2q} = r_{3q} = 1$ ). В таких каналах предельный

выигрыш по вероятности ошибки при  $M \gg 1$  по сравнению с  $M=1$  составляет  $2^Q$ , реально он меньше.

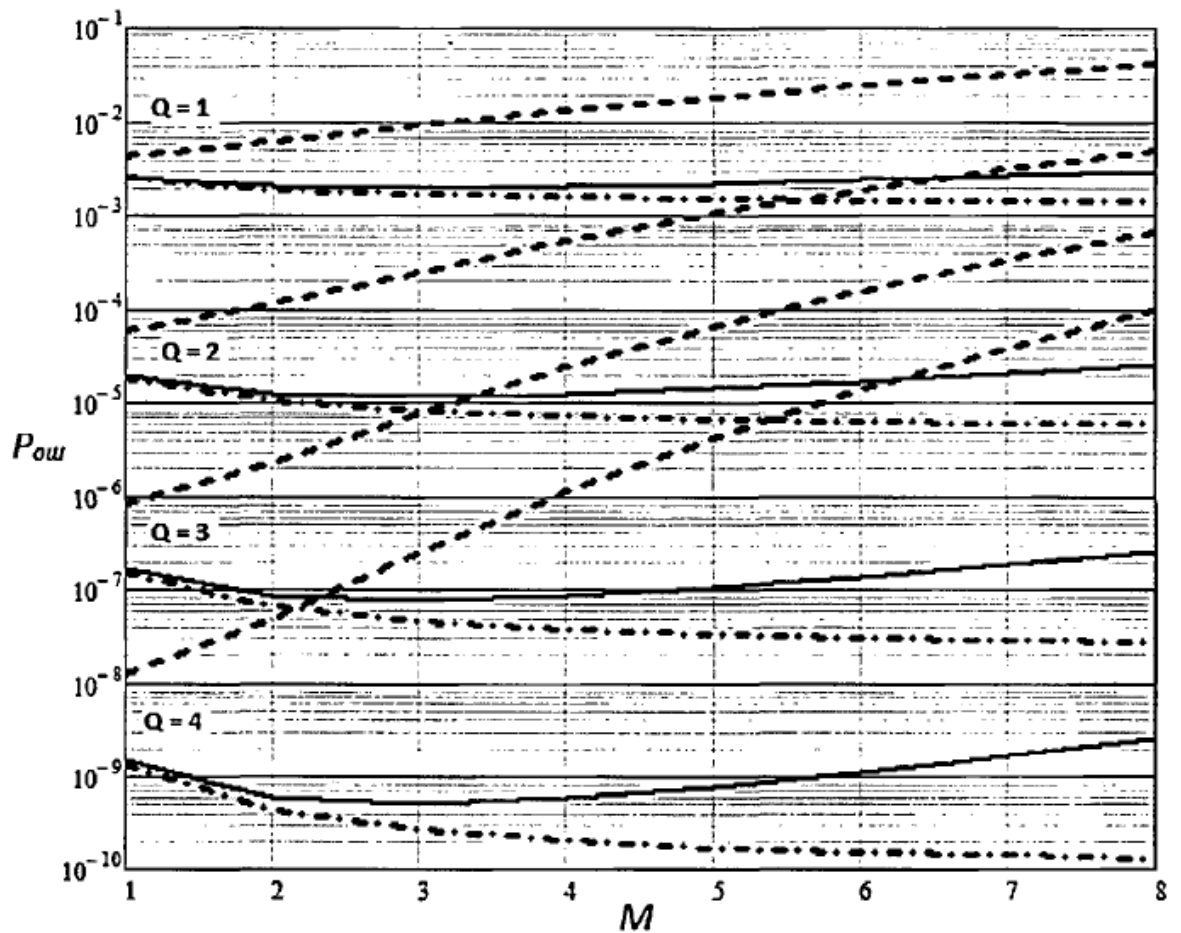


Рисунок 3.1 – Зависимости вероятности ошибок от размера обучающей выборки (гауссовская аппроксимация  $R_q(t_1, t_2)$ )

На рисунке 3.2 приведены зависимости вероятности ошибки  $p$  от  $\overline{h_q^2} = \overline{h^2}$  при разных  $Q=1, 2, 3, 4$  при обучении на интервале  $M - 1$  при гауссовской аппроксимации  $R_q(t_1, t_2)$  при  $T/\tau_k = 10^{-2}$  (сплошные линии) и при  $T/\tau_k = M$  (штриховые линии). Штрихпунктирными линиями для сравнения показаны зависимости вероятности ошибки когерентного разнесённого приёма (потенциальная помехоустойчивость) фазоманипулированных сигналов в каналах с релеевскими замираниями. Зависимости  $p = f(h^2)$  между  $M = 1$  и  $M \gg 1$  пройдут на расстоянии  $(1 + 1/M)^Q$ , что при  $M=2 \dots 3$  приводит к увеличению вероятности ошибки по сравнению с потенциальной помехоустойчивостью в  $(1,3 \dots 1,5)^Q$  раз.

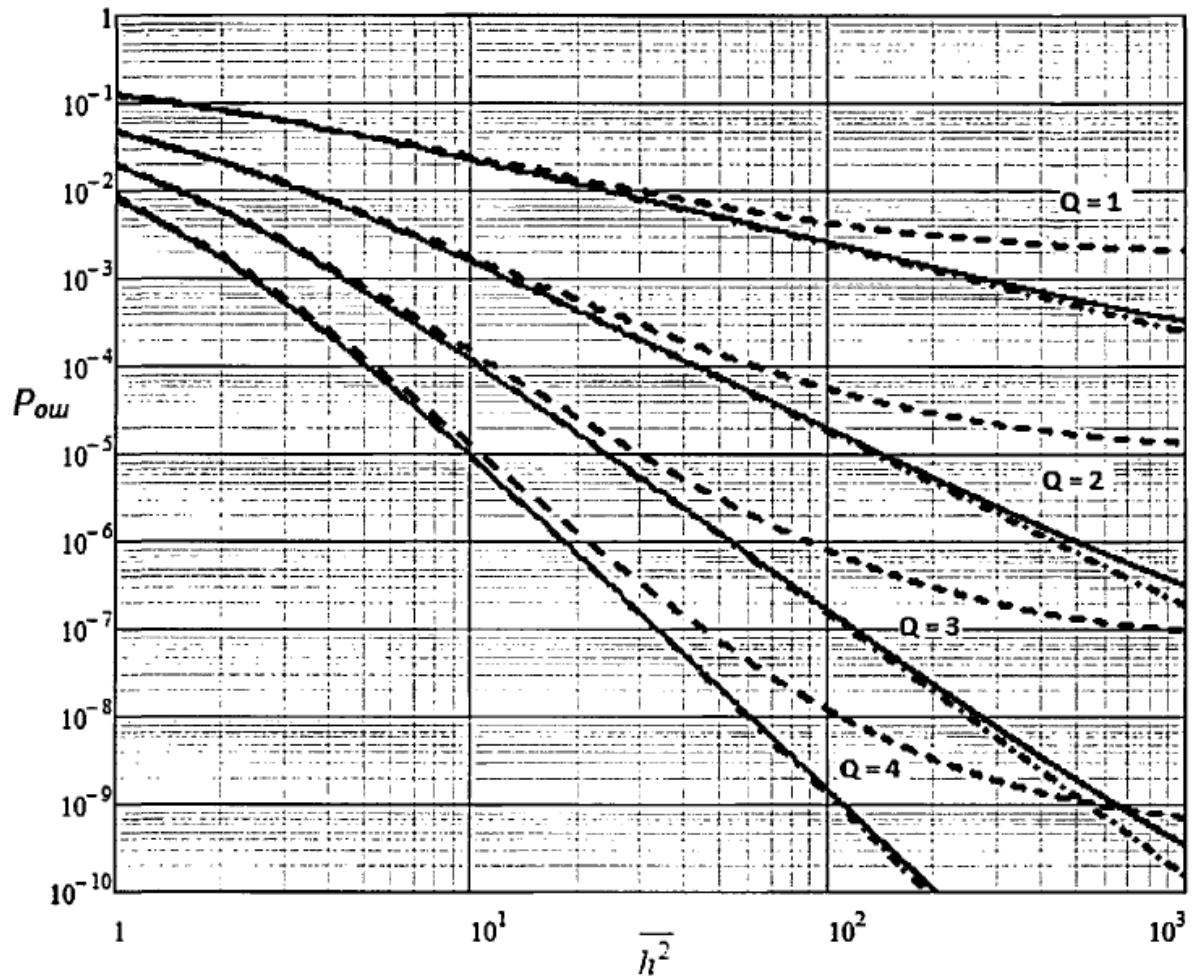


Рисунок 3.2 - Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум (гауссовская аппроксимация  $R_q(t_1, t_2)$ )

Из рисунка 3.2 видно замедление в уменьшении вероятности ошибки с увеличением  $\bar{h}^2$  вследствие декорреляции параметров сигнала из-за конечной скорости замираний, однако адаптивный приём и в таких условиях обеспечивает высокую достоверность связи в системах с OFDM и даже при высокой скорости движения абонента (в LTE до  $v = 350$  км/ч).

Таким образом, приём с обучением по опорным (пилотным) сигналам, в каналах с гауссовской корреляционной функцией замираний незначительно проигрывает оптимальному приёму при медленных (по сравнению с длительностью OFDM-символа) общих замираниях, которые наблюдаются в каналах функционирования систем WiMAX, Wi-Fi, LTE.

Для полноты картины на рисунке 3.8 приведены зависимости вероятности ошибки  $p$  от  $h^2$  при разных  $Q = 1, 2, 3, 4$  при обучении на интервале  $M = 1$  при экспоненциальной аппроксимации  $R_q(t_1, t_2)$  характерной для условий распространения сигналов в офисных помещениях [67]. Зависимости построены при  $T/\tau_k = 10^{-2}$  (сплошные линии) и при  $T/\tau_k =$

$10^{-3}$  (пунктир). Штрихпунктирными линиями показаны зависимости вероятности ошибки когерентного разнесённого приёма (потенциальная помехоустойчивость). Из рисунка 3.3 видно, что при экспоненциальной аппроксимации  $R_q(t_1, t_2)$  замедление в уменьшении вероятности ошибки при увеличении  $\bar{h}^2$  происходит гораздо быстрее, чем при гауссовской аппроксимации, вследствие декорреляции измеренных параметров сигнала. Но и в таких каналах обучение по опорным (пилотным) сигналам целесообразно.

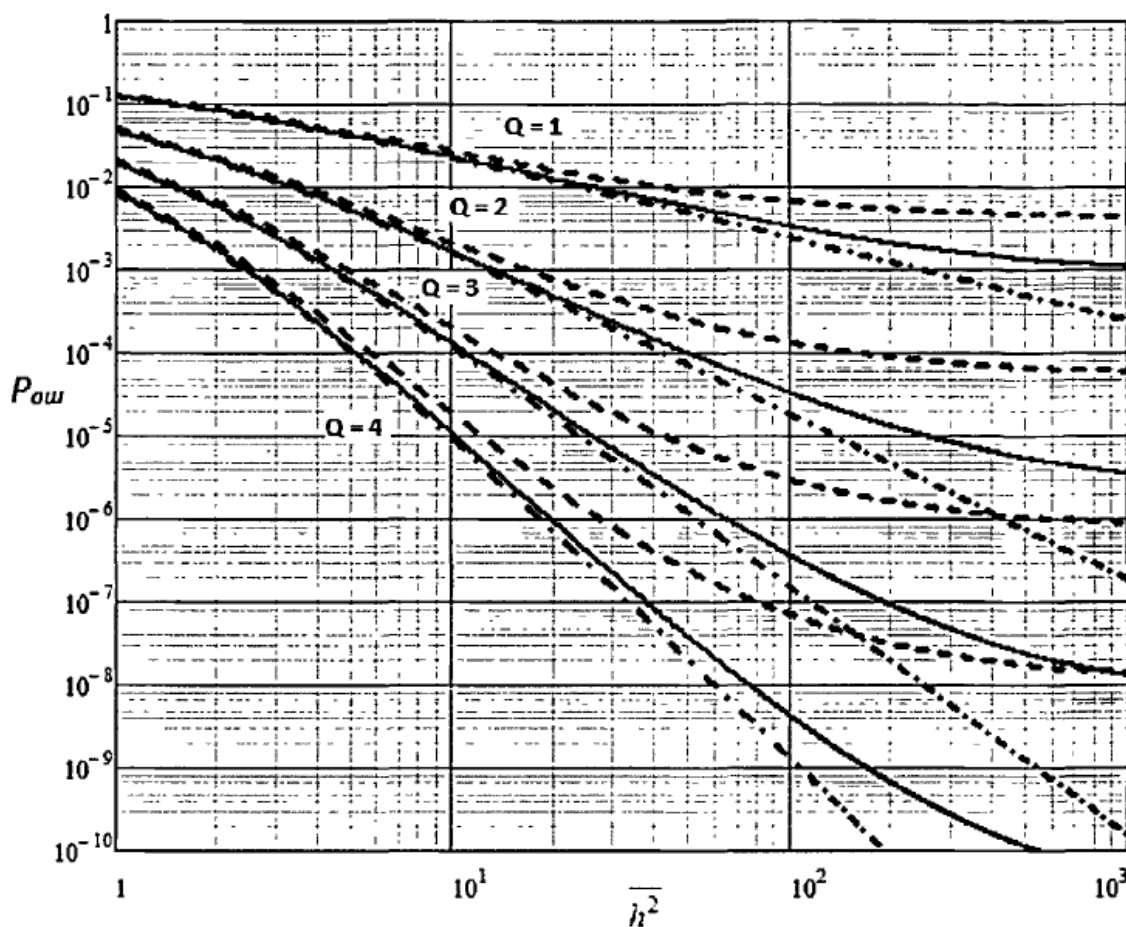


Рисунок 3.3 - Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум (экспоненциальная аппроксимация  $R_q(t_1, t_2)$ )

По мере дальнейшего исследования свойств каналов в разных условиях (городской застройки, офисных помещений, при разных скоростях движения абонентов и т.д.) будут получены результаты, которые позволят более полно и точнее анализировать возможности реализации и функционирования рассматриваемых мобильных систем WiMAX, Wi-Fi, LTE.

Необходимо отметить, что полученные зависимости вероятности ошибки являются верхней оценкой помехоустойчивости приёма. В

действительности принимаемый сигнал содержит регулярную (незамирающую) составляющую (замирания Релея-Райса), что значительно облегчает обучение и повышает достоверность приёма рассматриваемых систем.

### 3.3 Имитационное моделирование технологии OFDM

На рисунке представлен отрывок из программы имитационного моделирования технологии OFDM для систем 4-го поколения мобильной связи, а именно для стандарта LTE-A. В связи с тем, что OFDM уже практически реализуется в LTE, используется в проектировании современных систем 4G, предлагается взять в основу программы статистические данные, используемые на данный момент в системе 4-го поколения мобильной связи.

```
%%  
%16-QAM Modulation  
M=16;  
y = qammod(dec,M);  
% scatterplot(y);  
%%  
% Pilot insertion  
lendata=length(y);  
pilt=3+3j;  
nofpits=4;  
k=1;  
]for i=(1:13:52)  
    pilt_data1(i)=pilt;  
]    for j=(i+1:i+12);  
        pilt_data1(j)=y(k);  
        k=k+1;  
-    end
```

Рисунок 3.4 - Фрагмент программы в среде Matlab для OFDM.

Полная версия программы имитационного моделирования технологии OFDM в среде Matlab указана в приложении А.

На рисунке 3.2 представлена блок схема программы имитационного моделирования технологии OFDM в среде Matlab. В программе была использована модуляция 16-QAM.

Сигнал от БС к абоненту:

- а) Сигнал на приемнике подвергается модуляции OFDM:
- б) Происходит M точечное обратное дискретное преобразование Фурье. оно автоматически обеспечивает точное соблюдение условий ортогональности для формируемого OFDM сигнала.
- в) После прохождения последовательности битов обратного дискретного преобразования Фурье происходит распределение на поднесущие. Т.е. последовательность разбивается на параллельные поднесущие.
- г) Затем параллельные поднесущие проходят обратное быстрое преобразование Фурье для получения OFDM сигнала.
- д) Происходит добавление охранного интервала для избежания межсимвольной интерференции.

После происходит передача данных.

На приемнике:

- а) Сигнал попадает на демодулятор
- б) Происходит удаление охранного интервала
- в) Прямое быстрое преобразование Фурье
- г) Перераспределение поднесущих, т.е. с параллельной в последовательность.
- д) M точечное прямое дискретное преобразование Фурье для восстановления целостности данных.

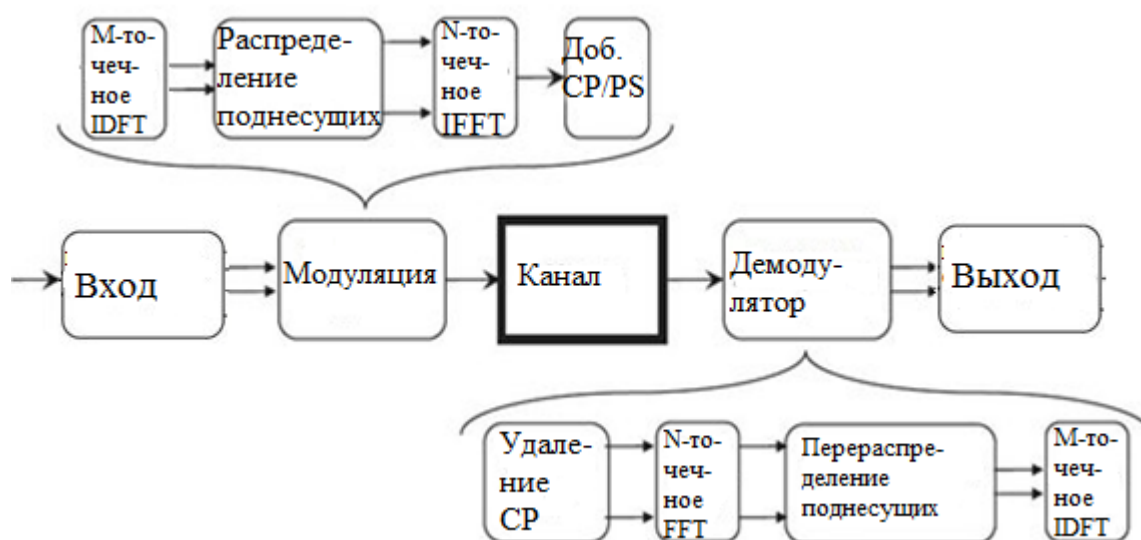


Рисунок 3.2 – Блок схема программы технологии OFDM

На рисунке 3.3 представлен результат эксперимента имитационного моделирования технологии OFDM с использованием модуляции 16-QAM.

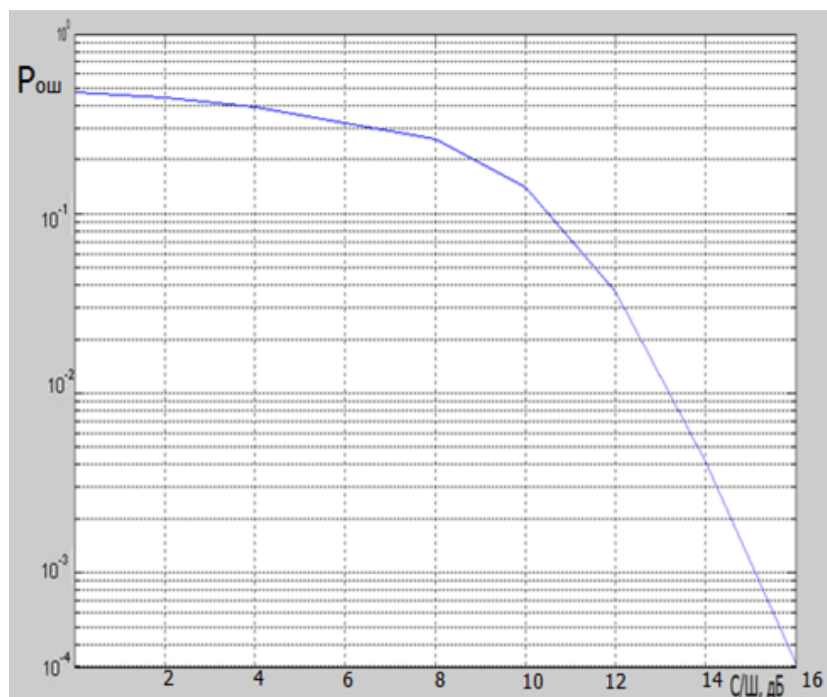


Рисунок 3.3 – Результат моделирования вероятности ошибки для OFDM

Из рисунка 3.3 видно, что характеристика нелинейна при  $P_{ош}=0,0001$ , соответствующая требованиям системы 4 поколения мобильной связи отношения сигнал шум не превышает 16 Дб. Таким образом, при повышении качества связи BER уменьшается.

Далее также представляло интерес провести аналогичное имитационное моделирование технологии OFDM с использованием QPSK-модуляции, и модуляции 64-QAM. В виду различий BER для каждого и вида модуляции на определенной границе соты проведем имитационное моделирование QPSK и 64-QAM на основе тех же статистических данных, что и для 16-QAM[11].

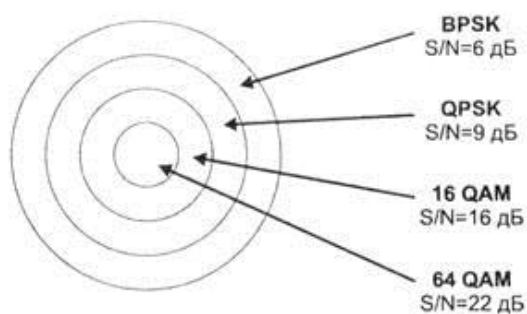


Рисунок 3.4 – отношение сигнал шум на границах соты для различных видов модуляции

Далее проведем имитационное моделирование для OFDM с использованием QPSK модуляции на основе той же программы и тех же статистических данных. На рисунке 3 представлен результат имитационного моделирования для OFDM технологии с использованием QPSK модуляции.

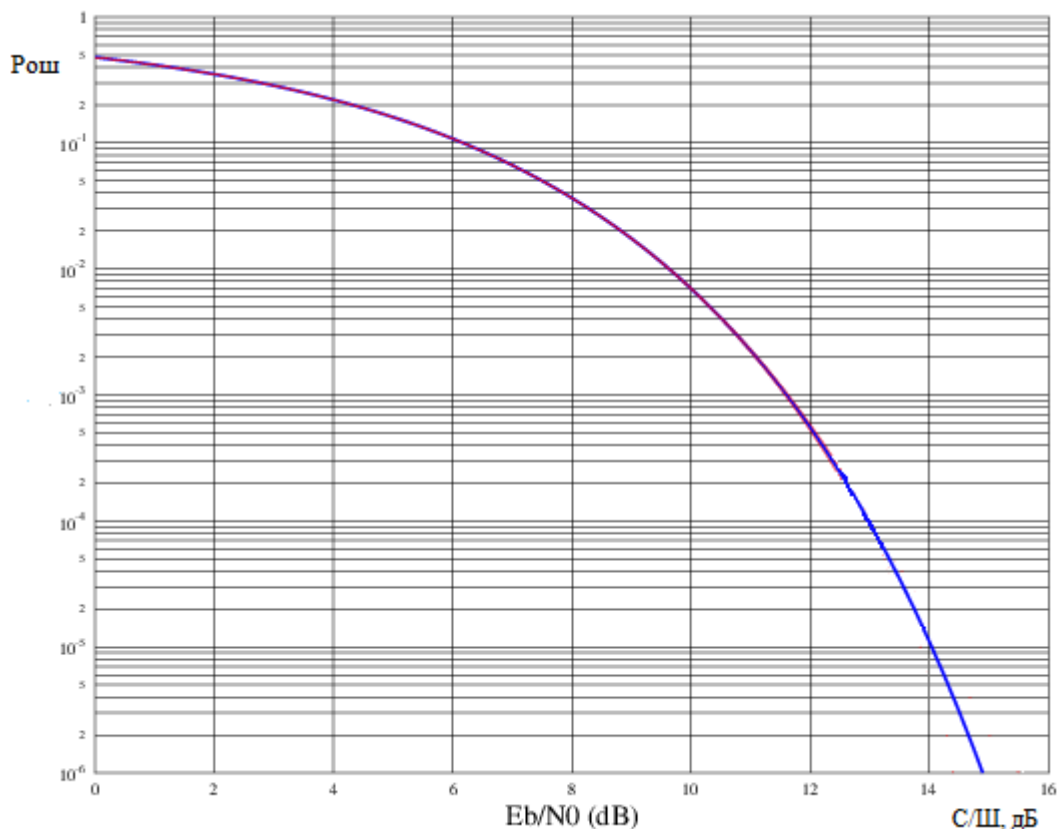


Рисунок 3.5 – Результат моделирования вероятности ошибки для OFDM QPSK модуляции

Из рисунка 3.5 видно, что характеристика нелинейна при  $P_{ош}=0,0001$ , отношения сигнал шум не превышает 15 Дб. После 2 проведенных имитационных моделирований получили очень похожие результаты по BER.

Далее проведем аналогичное имитационное моделирование для OFDM при использовании модуляции 64-QAM. В основе взяли ту же программу, что и при имитационном моделировании для 16-QAM и те же статистические данные.

На рисунке 3.6 представлен результат имитационного моделирования для OFDM технологии с использованием 64-QAM модуляции.



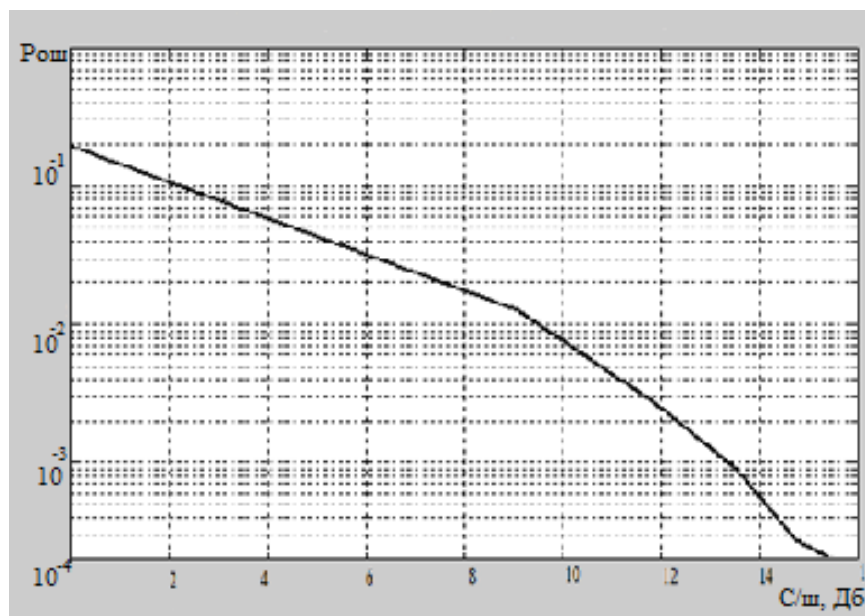


Рисунок 3.6 – Результат моделирования вероятности ошибки для OFDM 64 QAM

Из рисунка 3.6 видно, что характеристика нелинейна при  $P_{ош}=0,0001$ , соответствующая требованиям системы 4 поколения мобильной связи отношения сигнал шум не превышает 15 Дб.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Схема с разнесенной передачей улучшает качество сигнала на приеме путем простого распределения сигнала по двум передающим антеннам. Получаемая кратность разнесения эквивалентна применению дифференциально-взвешенного приема по принципу максимального правдоподобия (МЯЯС) с двумя антеннами в приемнике. Схема может быть обобщена до  $M$  передающих антенн и 1 приемной антенны, для обеспечения кратности разноса  $M$ -го порядка. Это выполняется без какой-либо обратной связи от приемника к передатчику и с применением небольшой сложности вычислений. Схема разнесенной передачи не предполагает расширение полосы, т.к. избыточность обеспечивается в пространстве и во времени, а не по частоте. Код Аламоути для систем с разнесенной передачей уменьшает коэффициент ошибок, увеличивает скорость передачи, или емкость канала беспроводных систем связи. Уменьшенная чувствительность к замираниям может позволить использование многопозиционных методов модуляции для повышения скорости передачи или уменьшения фактора переиспользования в многосотовых средах - для увеличения емкости всей системы. Разнос передачи может быть также использован для увеличения зоны покрытия беспроводной системы. Другими словами, он эффективен во всех приложениях, где емкость системы ограничена замираниями вследствие многолучевости.

В ходе исследования разработан ряд методик и решены следующие задачи: 1. Разработан подход к унификации техники пространственно- временного кодирования Аламоути. С помощью данного подхода представляется возможным оценка помехоустойчивости систем радиосвязи с  $M$  передающими антеннами, работающих с одной приемной антенной.

В качестве математического обоснования проводимых исследований рассматривается классическая схема суммирования дифференциально- взвешенных сигналов, которая является основой

реализации кода Аламоути. Использование данной схемы с разнесенной передачей на практике, применительно к 4-х, 8-и и более антенным системам, возможно при помощи метода Аламоутизации, в ходе которого схема Аламоути масштабируется до необходимого порядка, с использованием рекурсивного правила Уолша-Адамара.

Для определения помехоустойчивости систем с множественными передающими антеннами создана корреляционная модель, которая описывается как совокупность коэффициентов корреляции от различных влияющих факторов: пространственная корреляция и кодовая корреляция.

Коэффициент пространственной корреляции используется в виде матрицы коэффициентов корреляции между антеннами. Для определения коэффициента корреляции между двумя антеннами в зависимости от расстояния между ними, дано определение понятию углового рассеивания. В квазиортогональных пространственно-временных кодах коэффициент корреляции между кодовыми словами представляет собой матрицу корреляции соответствующих векторов сигналов. В разделе 3 показано, что для ортогональных кодов данная матрица корреляции равна единичной матрице, т.к. коэффициенты корреляции между всеми векторами равны нулю. Коэффициент кодовой корреляции между двумя векторами рассчитан для случаев с 4-мя и 8-ю передающими антеннами, и далее это понятие обобщено для  $M$  антенн.

Вероятность ошибки в каналах MISO рассчитывается через собственные числа матрицы коэффициентов передачи канала, с учетом матрицы взаимной корреляции. Корреляция, зависящая от нескольких факторов (пространственная и кодовая корреляция) рассчитывается с использованием коэффициента множественной корреляции.

2. Получена матрица коэффициентов передачи канала для системы MISO с  $M$  передающими антеннами, для каналов передачи с релейскими замираниями, с учетом пространственной корреляции между антеннами, а также с учетом неортогональности любого пространственно-временного кода STBC.

Для расчета помехоустойчивости системы необходимо найти собственные числа матрицы коэффициентов передачи. В качестве примера, рассмотрены частные случаи расчета вероятности ошибки для 2-х, 4-х и 8-ми антенной системы.

3. На основе данных сравнительного анализа кривых помехоустойчивости MIMO-систем различных порядков построенных по аналитически полученной формуле, и полученных экспериментально при моделировании в среде MatLAB, делается вывод, что полученные формулы для расчета матрицы коэффициентов передачи и определения вероятности ошибки совпадают с экспериментальными результатами.

Наиболее значимыми новыми научными результатами являются:

4. Разработана обобщенная корреляционная модель канала связи MIMO, использующего квазиортогональное пространственно-временное кодирование сигналов, коэффициенты которой учитывают степень неортогональности векторов излучаемых сигналов и пространственную корреляцию между антеннами.

5. Разработана методика оценки помехоустойчивости MISO систем с множеством передающих и одной приемной антенной, на основе собственных чисел матрицы коэффициентов передачи канала, с учетом обобщенной корреляционной модели канала.

6. Разработан алгоритм приема сигналов OFDM с использованием обучающей последовательности в каналах с многолучевостью и конечной скоростью изменения параметров.

7. Разработана методика анализа помехоустойчивости синтезированного алгоритма разнесённого приёма сигналов OFDM с использованием обучающей последовательности в каналах с многолучевостью.

8. Разработаны компьютерные модели MIMO-систем в среде MATLAB для случаев 2-х, 4-х, 8-ми передающих антенн, использующих методы квазиортогонального пространственно-временного кодирования.

## Список литературы

1. Галлагер Р. Теория информации и надежная связь. -М.: Советское радио, 1974. -720с.
2. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. -М.: Иностранная литература, 1963. -830с.
3. Biljana Vadic, Markus Rupp, and Hans Weinrichter. Adaptive Channel-Matched Extended Alamouti Space-Time Code Exploiting Partial Feedback//ETRI Journal, Volume 26, Number 5, October 2004, p.443-451
4. Румянцев К.Е. Радиоприемные устройства. -М.: Академия, 2006. -336 с.
5. Бараш Л.Е. Быстрый эфир стандарта IEEE 802.11 а//Компьютерное обозрение. -2001. -№44.-с. 14-20
6. Гаранин М.В., Журавлев В.И., Кунегин С.В. Системы и сети передачи информации. -М.: Радио и связь, 2001. -336с.
7. Лаврус В.С. Практика измерений в телевизионной технике. - К.: НИТ, 1996. - 193с.
8. Педжман Рошан, Джонатан Лиэри. Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11. Руководство Cisco. 802.11 Wireless Local-Area Network Fundamentals. — М.: «Вильяме», 2004. —304с.
9. Бараш Л.Е. Технология ММО - новая ставка в беспроводных сетях// [http://itc.ua/articles/tehnologiya\\_mimo\\_novaya\\_stavka\\_v\\_besprovodnyh\\_setyah](http://itc.ua/articles/tehnologiya_mimo_novaya_stavka_v_besprovodnyh_setyah) 1 5263
10. Altera. Smart Antennas Beamforming//<http://www.altera.com/end-markets/wireless/advanced-dsp/beamforming/wir-beamforming.html>
11. Корж В.А. WiMAX 802.11 бе: Подходы к качественному улучшению рабочих характеристик систем мобильного широкополосного доступа стандарта 802.16e//ИТЦАЭМС. 2007. <http://www.caemc.ru/caemc/page.php?trid=969>
12. Подойницын Р.В. Тонкости применения ММО//SCRIBD. 2007. <http://www.scribd.com/doc/20698827/Тонкости-применения-ММО>
13. Жарков С.С., Лиценцев В.В. Использование трехмерной лучевой трассировки для проектирования ММО-систем//Мобильная связь, 2007. - №12. с.55-56
14. Alamouti S.M. Space-time block coding: A simple transmitter diversity technique for wireless communications. - IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Oct. 1998, vol. 16, p. 1451-1458.
15. Пахомов С.Т. Скоростная связь без проводов, или стандарт 802.16//Компьютер пресс. -2005. №2, с. 45-49
16. Слюсар В. Системы ММО: принципы построения и обработки сигналов//Электроника: Наука, Технология, Бизнес. -2005. №8, с.52-58

17. Ye (Geoffrey) Li, Jack H. Winters, Nelson R. Sollenberger. MIMO-OFDM for Wireless Communications: Signal Detection With Enhanced Channel Estimation//IEEE Transactions On Communications, 2002, vol. 50, no. 9, p. 1471–1477
18. Markus Rupp, Christoph F. Mecklenbrauker. On Extended Alamouti Schemes for Space-Time Coding//IEEE Wireless Personal Media Communications, 2002, vol. 6, no.3, Oct., p.27-30
19. Андронов И.С., Финк Л.М. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. - М.: Советское радио, 1971. -408с.
20. Gregory D. Durgin, Theodore S. Rappoport. Effects On Multipath Angular Spread On The Spatial Cross -correlation of Received Voltage Envelops//49th IEEE Veh. Technol. Conf., vol. 2, Houston, TX, May 1999, p. 996-1000
21. Тимощук Р.С., Носов В.И. Исследование вопросов помехоустойчивости в сетях радиодоступа// Информатика и проблемы телекоммуникаций. Материалы Российской научно-технической конференции. Новосибирск: СибГУТИ, 2007. Том 1 - с.226
22. Тимощук Р.С., Носов В.И. Повышение помехоустойчивости канала с использование 2М-Пространственно-временного кодирования// Информатика и проблемы телекоммуникаций. Материалы Российской научно-технической конференции. Новосибирск: СибГУТИ, 2010. Том 1 -с.418
23. Viterbi A.J., Wolf J.K., Ephraim Z, Podovani R. A Pragmatic Approach To Trellis-Coded Modulation//IEEE Communications., July 1989, vol 7, no 27, p. 11-19
24. Gerard J. Foschini and Michael. J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas//AVireless Personal Communications, vol 6. no 3., 1998. p.311-335.
25. Geramita, A. V. with Seberry, J., Orthogonal designs: Quadratic forms and Hadamard matrices//Marcel Dekker, New-York, Vol. 411, p. 11-41
26. V.Tarokh, A.R.Calderbank. Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs// IEEE Transactions On Information Theory, vol. 45, no. 5, 1999, p. 1456-1467
27. Тимощук Р.С., Носов В.И. Исследование ортогональных пространственно- временных блочных кодов в схемах с разнесенной передачей сигнала// Информатика и проблемы телекоммуникаций. Материалы Российской научно-технической конференции. Новосибирск: СибГУТИ, 2009. Том 1 - с.333
28. Тимощук Р.С., Носов В.И. Исследование методов пространственно-временного кодирования для повышения помехоустойчивости каналов радиосвязи// Информатика и проблемы телекоммуникаций. Материалы Российской научно-технической конференции. Новосибирск: СибГУТИ, 2011. Том 1 -с.484

29. V.Tarokh, H.Jafarkhani, A.R.Calderbank. The Application of Orthogonal Designs to Wireless Communications//Killarney Ireland., 1998, June 22-26, p.703-709
30. Geramita, A. V. with Gcramita, J. M., Complex orthogonal designs//!. Combination Theory, Ser. A, Vol. 25, No. 3, 1978, p.211-225.
31. B.J.Fino, V.R. Algazi. Unified Matrix Treatment of the Fast Walsh-Hadamard Transform//IEEE Transactions on Computers. 1976., vol. 25. p.1 142-1146.
32. Hamid Jafarkhani. Space-Time Coding: theory and practice. Cambridge University Press. 2005., p.226-238.
33. V.Tarokh, H.Jafarkhani, A.R.Calderbank. Space-Time Block Coding for Wireless Communications: Performance Results//IEEE Journal On Selected Areas In Communications, 1999. Vol. 17, No. 3. p.451-460
34. Christoph F. Mecklenbrauker. Generalized Alamouti Codes for Trading Quality of Service against Data Rate in MIMO UMTS//EURASIP Journal on Applied Signal Processing. 2004, no 5. p.662-675
35. Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шумов А.П. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи. -М. Горячая Линия - Телеком. 2008. -367с.
36. G.D. Durgin and T.S. Rappaport. A Basic Relationship Between Multipath Angular Spread and Narrowband Fading in a Wireless Channel//IEEE Electronics Letters, 1998, vol. 34, no. 25, p.2431-2432
37. W.C. Jakes. Microwave Mobile Communications//IEEE Press, New York, 1974. p.39-45
38. M.J. Gans. A Power-Spectral Theory of Propagation in the Mobile Radio Environment//IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1972, vol. VT-21, no. 1, p.27-38.
39. A.M.D. Turkmani, A.A. Arowojolu, P.A. Jefford, and C.J. Kellett. An Experimental Evaluation of the Performance of Two-Branch Space and Polarization Diversity Schemes at 1800 MHz//IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1995, vol. 44, no. 2, p.318-326
40. D.O. Reudink. Properties of Mobile Radio Propagation Above 400 MHz//IEEE Transactions on Vehicular Technology, Nov 1974., vol.23, no 1, p.143-160
41. W.C. Jakes. A Comparison of Specific Space Diversity Techniques for Reduction of Fast Fading in UHF Mobile Radio Systems//IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1971, vol. VT-20, no. 4, p.81-91
42. R.G. Vaughn and N.L. Scott. Closely Spaced Monopoles for Mobile Communications//Radio Science, 1993, vol. 28, no. 6, p.1259-1266

43. Matthias Patzold and Frank Lane. Statistical Properties of Jakes' Fading Channel Simulator//IEEE 48th Vehicular Technology Conference, Ottawa, CA, May 1998, p.712-718.
44. S.O. Rice. Mathematical Analysis of Random Noise//Bell System Technical Journal, vol. 23, p.282-332, July 1944.
45. H. Stark and J.W. Woods. Probability, Random Processes, and Estimation Theory for Engineers, Pren Prentice Hall, New Jersey, 2nd edition, 1994, p.32-48.
46. A. van Zelst. A Compact Representation of Spatial Correlation in MIMO Radio Channels//Proc. of the 10th Mediterranean Electrotechnical Conf. (MELECON) 2000, vol. 3, May 2000, p. 1218-1221.
47. D. Shiu, G.J. Foschini, M.J. Gans, J.M. Kahn. Fading Correlation and Its Effect on the Capacity of Multielement Antenna Systems//IEEE Transaction On Communications, Vol. 48, No. 3, 2000., p.502-513
48. Морен К. Методы гильбертова пространства. — М.: Мир, 1965. — 570с.
49. Соболев С.Л. Некоторые применения функционального анализа в математической физике. — 3-е изд., переработанное и дополненное. — М: Наука, 1988, —336с.
50. Вулих Б.З. Краткий курс теории функции вещественной переменной. — 2-е изд., переработанное и дополненное. — М: Наука, 1973. — 352с.
51. Mahwah N.J. Applied Multiple Regression. Correlation Analysis for the Behavioral Sciences//Erlbarum Associates. MBS Faculty. 2003, Vol 1., p.43-57.
52. Дьяконов В.П. MATLAB 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6 в математике и моделировании. Серия «Библиотека профессионала». -М.: СОЛОН-Пресс, 2005.-576с.
53. Дьяконов В.П. MATLAB учебный курс. — СПб.: Питер, 2001. — 533с.
54. Черных И.В. Simulink: Инструмент моделирования динамических систем. / М.: ДМК 2004 г. - 252с.
55. Крейнделин В.Б., Варукина Л.А. Квазиоптимальный алгоритм демодуляции в системах с пространственно-временным кодированием//Радиотехника. - 2009.-№4.-с. 11-15.
56. Шинаков Ю.С. Новые возможности технологии синхронного кодового разделения каналов//Электросвязь. - 2006. - №2. - с.6-11.
57. Кренгель Е.И. Псевдослучайные двоичные последовательности с нулевой зоной автокорреляции и боковыми выбросами  $\pm (p + 1)$ //Цифровая обработка сигналов. - 2004. - №2. - с.2-6.
58. Fan P. and Darnell M. Sequence Design for Communication Applications. - Research Studies Press Ltd. London. 1996. pp. 121-124.
59. Li D. The Perspectives of Large Area Synchronous CDMA Technology for the Fourth-Generation Mobile Radio//IEEE Comm. Mag. - March 2003. - V.41. - №3. -pp.114-118.

60. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника.- М.:Советское радио, 1966. - 538с.
61. Стратонович Р.Л. Избранные вопросы теории флуктуации в радиотехнике. - М.: Советское радио, 1961. - 678с.
62. Б.Скляр. Цифровая связь: Теоретические основы и практическое применение. - М.:Вильямс, 2007г. -1104с.
63. Тимощук Р.С., Носов В.И. Исследование адаптивных пространственно-временных методов повышения помехоустойчивости// Информатика и проблемы телекоммуникаций. Материалы Российской научно-технической конференции. Новосибирск: СибГУТИ, 2008. Том 1 -с.361
64. Тимощук Р.С. Разработка корреляционной модели канала связи для оценки помехоустойчивости MISO-систем// Информатика и проблемы телекоммуникаций. Материалы Российской научно-технической конференции. Новосибирск: СибГУТИ, 2011. Том 1-е. 483
65. Тимощук Р.С. Оценка влияния корреляции в системах радиосвязи с множественной передачей по технологии MISO// Информатика и проблемы телекоммуникаций. Материалы Российской научно-технической конференции. Новосибирск: СибГУТИ, 2013. Том 1 - с. 135
66. Сикарев А.А. Фалько А.И. Оптимальный прием дискретных сообщений. - М.: Связь, 1978. -328с.
67. Фалько А.И., Носов В.И., Калачиков А.А., Тимощук Р.С., Гюнтер А.В. Применение шумоподобных сигналов с нулевой зоной корреляции в мобильных системах MIMO// Телекоммуникации. -2010. -№10. с.2-11.
68. Носов В.И., Тимощук Р.С. Повышение помехоустойчивости канала с использованием 2M-пространственно-временного кодирования//Вестник СибГУТИ. 2010. №1. с.3-12.
69. Носов В.И., Тимощук Р.С., Дроздов Н.В. Моделирование систем связи в среде MatLab. -Новосибирск.: СибГУТИ. -2007. -177с.
70. L. Hanzo, L. L. Yang, E. L. Kuan, and K. Yen, Single- and Multi-Carrier DS-CDMA. John Wiley and IEEE Press, 2003, 1060 pages
71. P. Fan and L. Hao, "Generalized Orthogonal Sequences and Their Applications in Synchronous CDMA Systems," IEICE Transaction on Fundamentals, vol. E83-A, no. 11, pp. 2054-2069, Nov. 2000.
72. D. Li, "A High Spectrum Efficient Multiple Access Code," Chinese Journal of Electronics, vol. 8, no. 3, pp. 221-226, Jul. 1999.
73. "Scheme for Spread Spectrum Multiple Access Coding," US Patent, US 6,331,997 B1, Dec. 2001.
74. S. Sta'nczak, H. Boche, and M. Haardt, "Are LAS-codes a Miracle?" in GLOBECOM '01, vol. 1, San Antonio, Texas, Nov. 2001, pp. 589-593.

75. H. H. Chen, Y. Y. C. Tsai, and W. Chang, "Uplink Synchronization Control Technique and its Environment-Dependent Performance Analysis," *Electronics Letters*, vol. 33, pp. 1555 -1757, Nov. 2003.
76. R. Steele and L. Hanzo, *Mobile Radio Communications*, 2nd ed. IEEE Press-John Wiley, 1999, pp.98-101.
77. Japan's Proposal for Candidate Radio Transmission Technology on IME-2000:W- CDMA, ARIB/Japan, June 1998., pp.76-83.
78. Фалько А.М., Носов В.И., Калачиков А.А., Тимошук Р.С., Омуралиева С.С. Адаптивный разнесенный прием сигналов ОРОМ//Радиотехника.-2011.- №11.с.13-19