



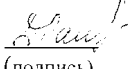

Некоммерческое акционерное общество
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»

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

ДОПУЩЕН К ЗАЩИТЕ
Зав. кафедрой
к.т.н., Шагиахметов Д.Р.
(ученая степень, звание, ФИО) (подпись)
« » 2014 г.

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ
пояснительная записка

на тему: «Анализ эффективности канала связи для LTE стандарта»

Магистрант <u>Ибраимова А.К.</u> (Ф.И.О.)	<u></u> (подпись)	группа <u>НПМ-12-01</u>
Руководитель <u>PhD, профессор</u> (ученая степень, звание)	<u></u> (подпись)	<u>Чайко Е.В.</u> (Ф.И.О.)
Рецензент _____ (ученая степень, звание)	_____ (подпись)	_____ (Ф.И.О.)
Консультант по ВТ <u>к.х.н., ст.преп.</u> (ученая степень, звание)	<u></u> (подпись)	<u>Данько Е.Т.</u> (Ф.И.О.)
Нормоконтроль <u>к.х.н., ст.преп.</u> (ученая степень, звание)	<u></u> (подпись)	<u>Кудинова В.С.</u> (Ф.И.О.)

Алматы, 2014

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

Факультет «Радиотехники, электроники и связи»
Специальность 6М071900 «Радиотехники, электроники и телекоммуникации»
Кафедра «Телекоммуникационных систем»

ЗАДАНИЕ

на выполнение магистерской диссертации

Магистранту Ибраимовой Айгерим Калымжановне
(фамилия, имя, отчество)

Тема диссертации: «Анализ эффективности канала связи для LTE стандарта»
утверждена Ученым советом университета № 142 от «30» октября 2013 года
Срок сдачи законченной диссертации « 25 » мая 2014 года

Цель диссертационной работы разработка мер повышения эффективности работы канала связи стандарта LTE.

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

- 1) Общие особенности LTE и антенн технологии MIMO;
- 2) Канал связи LTE стандарта. Помехи, возникаемые при распространении радиосигнала в каналах связи;
- 3) Методы повышения эффективности канала связи для LTE стандарта;
- 4) Реализация методов борьбы с затуханием и замиранием в канале связи.

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей):

Модель канала 2x2 MIMO

Структура MIMO в системе LTE (Rel'8)

Пространственно-временное кодирование при 2x2 MIMO

Модель многолучевого радиоканала

Структура разнесения при приеме

Структура разнесения при передаче

Канал Релея

Канал Райса

Модель многолучевых каналов Релея и Райса

Сравнение теоретического и эмперического графиков зависимости BER от SNR

Рекомендуемая основная литература:

1. Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Юрчук А.Б. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура. – М.: Эко-Трендз, 2010. – 284с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1114 с.
3. В.М. Вишнеvский, С.Л. Партной, И.В. Шахнович Энциклопедия

- WiMAX. Путь к 4G. –Москва, 2009, 12с., 263-280 с.
4. В.Г. Скрынников, Радиоподсистемы UMTS/LTE. Теория и практика. М.: Издательство «Спорт и Культура». 2012. -864с.
 5. Весоловский К. Системы подвижной радиосвязи: пер. с польск. И.Д.Рудинского; под.ред. А.И.Ледовского. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 536с.
 6. В.Ю. Бабков, И.А. Цикин. Сотовые системы мобильной радиосвязи: учеб. пособие. 2-е изд., перераб. И доп. – СПб.:БВХ-Петербург, 2013. – 432 с

Г Р А Ф И К
подготовки магистерской диссертации

Наименование разделов, перечень разрабатываемых вопросов	Сроки представления научному руководителю	Примечание
1 Информационный обзор согласно темы диссертации	01.11.2012	
2 Разработка математической модели с учетом многолучевости и структуры принимающей антенны	10.03.2013	
3 Создание модели для проведения эксперимента на базе программы Matlab	02.10.2013	
4 Экспериментальное исследование повышение эффективности канала связи	15.02.2014	
5 Анализ полученных экспериментальных и расчетных данных	01.04.2014	
6 Оформление диссертационной работы	25.05.2014	

Дата выдачи задания _____ 05.09.2012 г. _____

Заведующий кафедрой _____ (подпись) Шагиахметов Д.Р. (Ф.И.О.)

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

Задание принял к исполнению магистрант _____ (подпись) Ибраимова А.К. (Ф.И.О.)

Аңдатпа

UMTS технологиясының жетілуі LTE болып табылады. Байланыс арнасы, қамтамасыз ету және өткізу қабілеттілігі сұрақтарында, үнемі маңызды фактор болып табылады, байланыс арнасының моделін таңдауда ерекше назар аударылды. OFDM және MIMO сияқты технологиялардың көмегімен заманауи сымсыз байланыстар жүйелерінің өндірулігін үлкейтуге болады. Жүйенің биттік қателігінің берілген ықтималдығын қамтамасыз ету үшін берілген жұмыста тиімділік өлшемі ретінде байланыс арнасының талап ететін белгі/шум қатынасын аламыз. LTE стандартында жұмыс істейтін байланыс арнасының тиімділігін жоғарылатуға арналған шараларды өңдеу, берілген жұмыстың мақсаты болып табылады. LTE жүйесі үшін Релей, Гаусс және Райс арналарының модельдері көрсетілген. Bit Error Rate (BER) биттік қателік ықтималдығы және спектрлік тиімділігі сияқты байланыс жүйесінің негізгі көрсеткіштері бойынша арналардың модельдерінің өндірулігі бағаланады.

Аннотация

LTE является развитием UMTS технологии. Канал связи всегда является важным фактором в вопросах покрытия и пропускной способности, особое внимание было уделено в выборе модели канала связи. С помощью технологий, таких OFDM и MIMO, можно повысить производительность в современных системах беспроводной связи. Критерием эффективности в данной работе будем считать требуемое отношение сигнал/шум канала связи для обеспечения заданной вероятности битовой ошибки системы. Целью работы является разработка мер повышения эффективности работы канала связи стандарта LTE. Представлены модели каналов Релея, Гаусса и Райса для системы LTE. Производительность моделей каналов оценивается по основным характеристикам системы связи, таким как вероятность битовой ошибки Bit Error Rate (BER) и спектральная эффективность.

Abstract

LTE is the evolution of the UMTS. Since downlink is always an important factor in coverage and capacity aspects, special attention has been given in selecting technologies for LTE downlink. Novel technologies such as orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and multiple input, multiple output (MIMO), can enhance the performance of the current wireless communication systems. These technologies have been selected for LTE downlink. Channel estimation is a method in which known signals, are transmitted along with data to obtain channel knowledge for proper decoding of received signals. This thesis aims at channel estimation for LTE downlink. Channel estimation models such as Rayleigh, Gauss, Richian haven been evaluated for different channel models in LTE downlink. Performance of these models has been measured in terms of Bit Error Rate (BER) and Symbol Error Rate (SER).

Содержание

Введение	7
1 Общие особенности LTE и антенн технологии MIMO	10
1.1 Принципы построения радиointерфейса по технологии LTE	10
1.2 Режимы MIMO в LTE	13
1.3 Теоретические основы MIMO	14
1.4 Технология MIMO в LTE	22
1.4.1 Разнесенная передача и прием	23
1.4.2 Beamforming	25
1.4.3 Пространственное мультиплексирование в LTE	25
1.4.4 Общие требования по реализации режимов по реализации режимов LTE/MIMO	27
2 Канал связи LTE стандарта. Помехи, возникаемые при распространении радиосигнала в каналах связи	30
2.1 Модель многолучевого распространения сигналов	30
2.2 Затухание радиосигналов при распространении	32
2.3 Влияние земной поверхности на распространение сигнала в канале связи	36
2.4 Замирания радиосигналов	43
3 Повышение эффективности канала связи для LTE стандарта	45
3.1 Разработка математической модели канала для LTE	45
3.1.1 Статистические характеристики канала MIMO	45
3.1.2 Прием гармонического сигнала с плоским волновым фронтом	46
3.1.3 Разработка математической модели канала MIMO	47
3.2 Методы борьбы с помехами в радиоканале. Методы разнесения в LTE	49
3.3 Корреляция в системе MISO	51
3.4 Доплеровский сдвиг	56
4 Реализация методов борьбы с затуханием и замиранием в канале связи	61
4.1 Модели каналов с затуханием	61
4.1.1 Канал Релея	61
4.1.2 Канал Райса	62
4.2 Разработка имитационной модели канала для экспериментальной оценки эффективности канала	63
4.2.1 Помехоустойчивость каналов Релея и Райса при изменении скорости передачи и райсовского фактора K	65
4.2.2 Моделирование Релевского канала	67
4.2.3 Моделирование Райсовского канала	69
4.2.4 Построение графического пользовательского интерфейса GUI	71

Заключение	73
Список литературы	74
Приложение А Построение многолучевого канала связи в программе Matlab	77
Приложение Б Программирование запуска сигнала через смоделированный канал	82
Приложение В Построение графического пользовательского интерфейса GUI многолучевого канала связи	83
Приложение Г Листинг программы создания плота для GUI	86

Введение

Беспроводные телекоммуникации, взяв начало в далеком 1893 году когда впервые свой проект представил Тесла, рассказав подробно о принципах первой в мире радиосвязи, продолжают бурно развиваться по сей день. Мы являемся свидетелями того, что количество мобильных телефонов сейчас гораздо больше, чем обыкновенных телефонных аппаратов. Существует ряд причин, объясняющих такое явление: низкая стоимость, быстрота развертывания, широкие функциональные возможности по передаче данных, телефонии, видеопотоков и т.д. Развитие беспроводной связи сопровождается непрерывной сменой технологий. В настоящее время человечество находится на этапе перехода поколений мобильной связи с всем известной технологии 3G на 4G с усовершенствованными характеристиками. Более того ожидается появление на рынке сетей технологии 5G в 2020 году. 24-26 июня 2013 года прошел мировой саммит, где обсуждались некоторые требования к сетям поколения 5G. Ожидаемые результаты сетей 5-го поколения:

- увеличение в разы максимальной скорости передачи данных;
- обеспечение доступа в сеть Интернет в любой точке на скорости 1Гбит/с;
- переход на облачную инфраструктуру SDP и SDN;
- использование масштабируемой и экономической транспортной сети;
- обеспечение гарантированного QoS для любых видов услуг [1].

В настоящее время в Казахстане вошла в эксплуатацию технология 4G LTE, которую обеспечивает телекоммуникационная компания АЛТЕЛ. На данный момент это единственная компания, у которой есть разрешение на использование радиочастот 4G.

На разработку системы LTE сподвигнуло появление более совершенных технологий многостанционного доступа, модуляции и формирования сигналов с ортогональной частотной манипуляцией (OFDMA). Партнерский проект по сетям третьего поколения (3GPP) и Европейский институт стандартизации электросвязи (ETSI) разработали новую версию системы мобильной связи Release 8, включающей сеть радиодоступа E-UTRAN и базовую сеть SAE, что и является LTE системой. Также далее проводятся исследования, которые затрагивали:

- физический уровень радиointерфейса (способы обеспечения гибкого использования каналов с изменяемой шириной полосы излучения/приема сигнала до 20 МГц, внедрение новой технологии доступа OFDMA и новой технологии многолучевых антенных систем MIMO);
- канальный и сетевой уровни радиointерейса (оптимитизация процессов сигнализации);
- архитектуру сети радиодоступа UTRAN (оптимитизация сетевой архитектуры).

Для концентрации усилий ряд крупнейших операторов мобильной связи (KPN Mobile NV, Orange SA, Sprint Nextel Corporation, T-Mobile International AG & Co KG, Vodafone Group PLC, China Mobile и NTT DoCoMo) создали альянс, который также участвует в разработке стандартов LTE. Инициативный проект организации был назван NGMN (Next Generation Mobile Networks). Основная цель альянса – обеспечить внедрение услуг нового поколения в 2010 г. Так, например, японская компания NTT DoCoMo уже тестирует технологии со скоростью передачи данных до 100 Мбит/с в движении и 1 Гбит/с в стационарном режиме [2]. В настоящий момент рабочие группы проекта 3GPP завершили разработку сети радиодоступа E-UTRAN и архитектуры базовой сети высокого уровня SAE (System Architecture Evolution) системы LTE. Результаты работы изложены в технических спецификациях Release 8,9. Рабочие группы проекта 3GPP приступили к созданию технических спецификаций Release 10, направленных на улучшение параметров системы LTE (создание системы LTE advanced).

Таким образом в данной диссертации предоставлены основные понятия LTE, его структурная схема и технические характеристики. Однако целью этой работы рассмотреть детально именно канал связи стандарта. Следовательно, далее рассмотрим различные проблемы, с которыми сталкиваются исследователи при работе с современными цифровыми сетями связи, а также пути разрешения рассмотренных сложностей.

В теории связи важным понятием является канал связи. Обычно под каналом связи понимают ту часть системы связи, которая включает источник информации, устройство кодирования и модуляции, передающее устройство, физический канал (среду распространения сигнала), приемник с устройствами обработки информации и получатель информации [3]. Анализ канала связи включает бюджет канала – расчет потерь энергии сигнала, связанных с физическими процессами, протекающими в устройствах и среде распространения. Бюджет – это метод оценки, позволяющий определить достоверность передачи системы связи. Среда распространения или электромагнитный тракт связи, соединяющий передающее и приемное устройства называются каналом. Каналы могут представлять собой проводники, коаксиальные и оптоволоконные кабели, волноводы, а также атмосферу, ионосферу или другую среду, в которой распространяются радиоволны. В последнем случае говорят о радиоканале.

Одной из основных задач при построении современных цифровых сетей связи является создание высокоскоростных каналов. Решение этой задачи для беспроводных систем связи наталкивается на ряд трудностей, так как в радиодиапазоне всегда существует дефицит выделяемой полосы частот и ограничения на увеличение излучаемой мощности.

В настоящее время решением такой задачи, как создание высокоскоростных каналов является использование MIMO антенны, использующие в стандарте LTE. Теоретические исследования и полученные практические результаты последних лет показали очень высокую

эффективность использования в системах связи многоантенных передающих и приемных структур, когда между передатчиком и приемником устанавливается несколько пространственных каналов со многими входами и выходами [4-6]. Это системы MIMO. Улучшение характеристик систем связи MIMO достигается благодаря тому, что каналы MIMO могут обеспечить существенный энергетический выигрыш, связанный с разнесением на передаче, приеме или одновременно на передаче и приеме. Особенностью таких радиосистем является тот факт, что выигрыш в повышении скорости передачи информации обеспечивается только в условиях многолучевого канала, для моделирования которого используются разнообразные по форме и содержанию математические модели. Таким образом, разработка математической модели канала для MIMO технологии, учитывающей все недостатки существующих на сегодняшний день моделей, является актуальной задачей. Также вполне актуально сделать анализ канала связи, рассмотреть и реализовать методы повышения эффективности канала связи в LTE системе.

Таким образом, целью магистерской работы является разработка мер повышения эффективности работы канала связи стандарта LTE.

Критерием эффективности в данной работе будем считать требуемое отношение сигнал/шум канала связи для обеспечения заданной вероятности битовой ошибки системы.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- анализ существующих оценок параметров многолучевого канала в системе LTE, свойств используемых каналов;
- подбор каналов с более подходящими свойствами для рассматриваемой системы;
- оценка эффективности применения различных каналов в системе LTE;
- обоснование практических рекомендаций по применению выбранных моделей;
- разработка имитационной модели канала системы LTE для экспериментальной оценки эффективности выбранных каналов.

Для решения поставленных задач исследования используем положения теории случайных процессов, теории вероятностей и математической статистики, теории электрической связи и статистической радиотехники.

1 Общие особенности LTE и антенн технологии MIMO

1.1 Принципы построения радиointерфейса по технологии LTE

LTE (Long Term Evolution) – Дальнейшая эволюция мобильных сетей стандартов UMTS/CDMA. LTE является переходной технологией к сетям 4G и позволяет модифицировать существующие сети, увеличив качество и скорость передачи данных. LTE использует SAE (SystemArchitectureEvolution) – плоская архитектура, разработанная для оптимизации производительности, улучшения эффективности затрат и упрощения запуска услуг на базе IP, а также технологии мультиплексирования ортогональных несущих OFDM (OrthogonalFrequency-DivisionMultiplexing) и многоантенные системы MIMO (Multiple Input Multiple Output). LTE дает возможность масштабирования частотных диапазонов (450 МГц – 4,9 ГГц) и работы в широкой полосе частот (1,5 МГц - 20 МГц) [7]. Архитектура LTE сокращает число узлов, поддерживает гибкие конфигурации сети и обеспечивает высокий уровень доступности услуг. Кроме того, LTE будет обеспечивать межсетевое взаимодействие 2G/3G (GSM, UMTS/HSPA, TD-SCDMA, CDMA2000). Технология LTE обеспечивает скорость передачи данных от 100 Мбит/с (скорость передачи данных 173Мбит/с (нисходящий канал) и 58Мбит/с (восходящий канал)). Технология LTE основана на «плоской» сетевой архитектуре, при которой базовые станции (или - eNodeB в терминологии LTE) напрямую подключены к усовершенствованной пакетной опорной сети (EPC). Со стороны пользователя соединение устанавливается с обслуживающим шлюзом (SGW), с управляющей стороны – с системой поддержки мобильности (MME) (рисунок 1.1) [8].

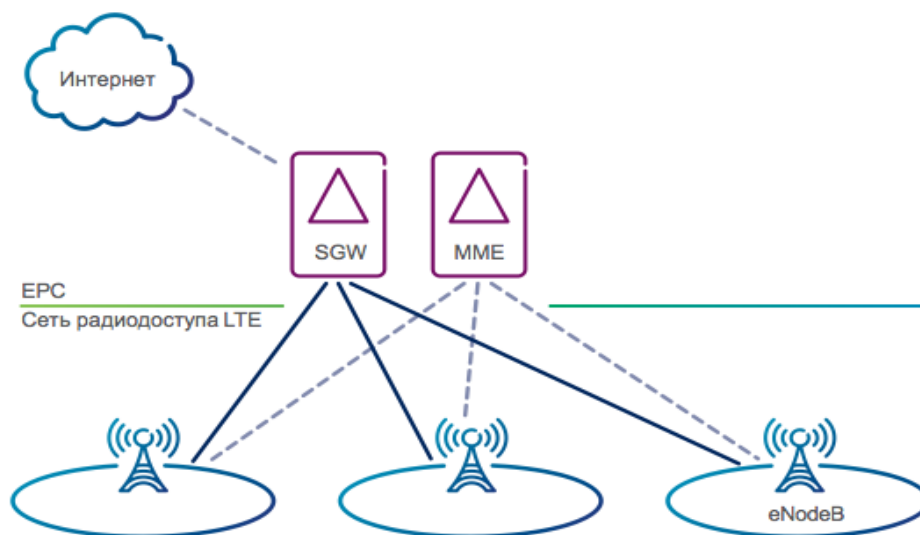


Рисунок 1.1 – Архитектура LTE

Частотные диапазоны для FDD и TDD. LTE может использоваться, как в парных (FDD), так и в непарных (TDD) участках спектра (рисунок 1.2) [9]. Первые релизы продукта от лидирующих поставщиков будут обеспечивать поддержку обеих дуплексных схем. В целом, FDD - обеспечивает большую эффективность и представляет более высокий потенциал использования устройств и инфраструктуры, тогда как TDD может выполнять роль хорошего дополнения, например, для заполнения пробелов. Более подробно читайте в краткой справке (ниже), посвященной FDD и TDD. Поскольку оборудование LTE практически идентично для случаев FDD и TDD (кроме фильтров), операторы которые начнут с сооружения сетей TDD, смогут впоследствии воспользоваться эффектом экономии на масштабе, который обеспечит широкое распространение продуктов FDD.

Все сотовые системы связи сегодня используют FDD, и более 90% частот, используемых системами мобильной связи во всем мире - это парные наборы полос частот. В случае FDD, трафик вниз и вверх обеспечивается одновременно в различных частотных диапазонах. В системах TDD, передача в канале вверх и вниз не ведется непрерывно, что позволяет использовать для организации канала один и тот же частотный диапазон. Например, если разделить время между передачей вверх и вниз в соотношении 1:1, то направление вверх будет использоваться лишь половину времени. Средняя мощность, для каждого сеанса связи, также оказывается равна половине пиковой мощности. Поскольку пиковая мощность ограничена регулятором, то в результате получается, что для той же пиковой мощности, TDD обеспечивает меньшее покрытие, нежели FDD.



Рисунок 1.2 – Частотное и временное разделение каналов

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.

OFDM (Ортогональным частотным разделением Мультиплекс) - OFDM метод применяется к LTE, поскольку она обеспечивает высокую пропускную способность, а сопротивление помехи, вызванные отражениями и помех. Схема доступа варьируется в зависимости от восходящего и нисходящего. Для нисходящего OFDMA множественного доступа используется, а при

восходящем использует SC-FDMA (Single Carrier – Frequency Division Multiple Access).

В LTE пользователям выделяются ресурсные блоки по 12 соседних поднесущих \times 1 субкадр (рисунок 1.3)[9]. 1 ресурсный блок = 12 поднесущих \times 14 символов OFDM = 168 ресурсных элементов. Тот факт, что в пределах одного ресурсного блока, 180 кГц, поднесущие коррелированы, позволяет сократить количество пилот-поднесущих для оценивания канала на приемной стороне. На линии вниз в режиме MIMO 2x2 в каждом ресурсном блоке под пилоты резервируется 16 позиций из доступных 168 (доля пилотов – 9,5%). На линиях вверх и вниз размер ресурсного блока совпадает – 168 ресурсных элементов. На линии вверх подпилоты выделяются 36 позиций (доля пилотов – 21,4%). Таким образом, доля пилот-поднесущих в LTE в 1,5 раза меньше, чем в WiMax.

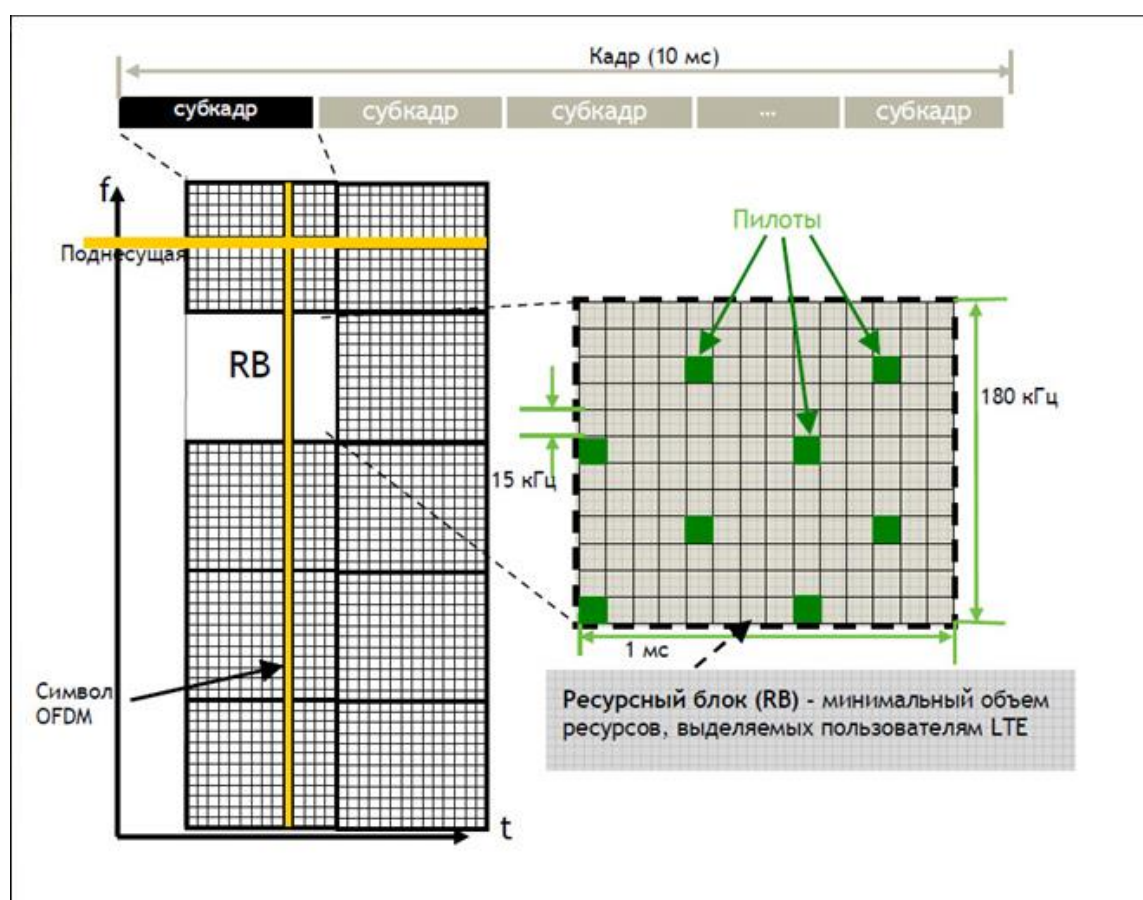


Рисунок 1.3 – Ресурсные блоки частотного канала LTE

MIMO (Multiple Input Multiple Output) - очень большая проблема заключается в предыдущих системах телекоммуникаций сигнала. Компонент сигнала проживающих различные способы достижения до приемной антенны в различные интервалы времени, что приводит к снижению качества сигнала. MIMO технология, этот недостаток превращается в актив. MIMO использует несколько антенн (антенных решеток) для того, чтобы оценить различные

пути сигнала. Матрица захватывает сигнал компоненты, которые также подведены, что позволило улучшить качество сигнала. В настоящее время большой популярностью пользуются матрицы 2x2 (самый простой для осуществления).

SAE (Эволюционная Архитектура системы) - В связи с требованиями LTE связанные с высокими и низкими задержками архитектура должна изменить систему. Одно из изменений является уменьшение числа функций, для которых до сих пор был ответственным магистральной сети. Они были переданы selvages (периферия). Благодаря odchudzono структуры сети, которая предусматривает более низкую латентность и более эффективной маршрутизации [10].

Существующие системы GSM и WCDMA/HSPA интегрированы с системой LTE с помощью стандартизованных интерфейсов между SGSN и опорной сетью LTE. Как ожидается, попытка интегрировать CDMA доступ также приведет к обеспечению возможности поддержания мобильности между сетями CDMA и LTE. Такая интеграция также должна обеспечивать, как дуальный, так и одиночный хендовер вызовов, что обеспечивает гибкую возможность миграции из сетей CDMA в сети LTE [7].

1.2 Режимы MIMO в LTE

Уместно напомнить, что в LTE конфигурации антенн MIMO принято задавать в виде схем типа $[M,N]$, где M – число элементов передающей антенны, N – число элементов приемной антенны. Исходя из конфигурации антенн, в LTE различают несколько режимов MIMO (рисунок 1.4) [11]:

- SISO (Single-Input Single-Output) - обычный традиционный режим (без разнесения);

- SIMO (Single-Input Multi-Output) – одна передающая и несколько приемных антенн (разнесенный прием);

- MISO (Multi-Input Single-Output) – несколько передающих и одна приемная антенна (разнесенная передача);

- MIMO (Multi-Input Multi-Output).

Кроме того, в LTE для MIMO различают еще два режима (рисунок 1.5):

- SU MIMO (Single-User MIMO) – реализация MIMO в соединении с единственным пользователем;

- MU MIMO (Multi-User MIMO) – многопользовательская передача с MIMO.

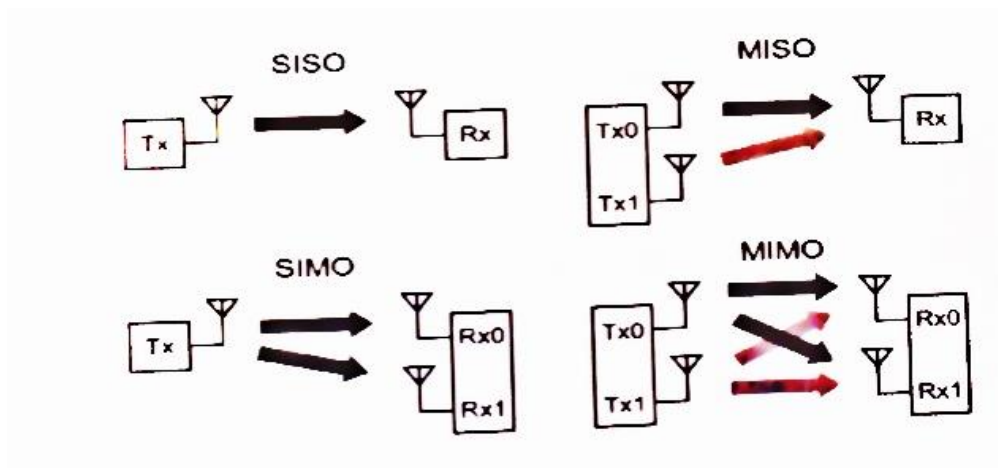


Рисунок 1.4 – Режимы MIMO в LTE

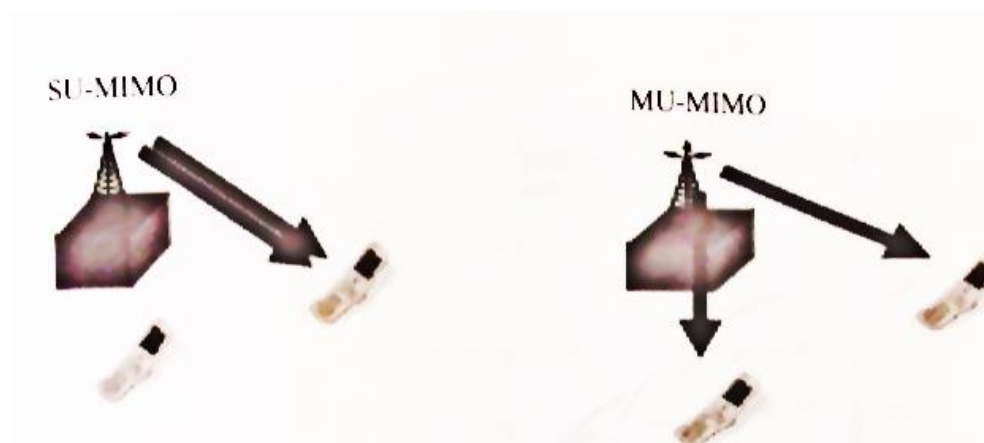


Рисунок 1.5 – Режимы SU-MIMO и MU-MIMO в LTE

1.3 Теоретические основы MIMO

В основе MIMO лежит организация параллельных пространственных каналов в общей полосе частот при помощи многоканальных антенн, позволяющих распределять энергетику между этими каналами (с точки зрения – «распределять» SNR) и избежать насыщения пропускной способности. В идеальном случае распределенная энергетика будет примерно одинаковой в точке приема во всех пространственных каналах, а суммарная скорость передачи данных будет пропорциональна числу параллельно передаваемых потоков, как это произошло бы при увеличении ширины канала во столько же раз. Однако в реальных условиях отношение сигнал/шум в каждом пространственном канале может быть различным. Это различие приводит к нарушению «энергетической симметрии» пространственных каналов и, как результат – к уменьшению размера зоны радиопокрытия в каналах с меньшим SNR.

В силу перечисленных обстоятельств число передаваемых параллельных потоков не может быть больше, чем фактическое количество передающих (или приемных) антенн ММО. Общим требованием по выбору количества r параллельно передаваемых потоков данных является следующее правило

$$r_{max} = \min[M, N], \quad (1.1)$$

где M, N – число передающих и приемных антенн ММО соответственно.

Параметр r называют в литературе по ММО рангом пространственного мультиплексирования.

Обменным соотношением между размером зоны радиопокрытия и суммарной скоростью передачи данных в пространственных каналах при конфигурации 4x4 ММО показаны в качественном виде на рисунке 1.6 [12]

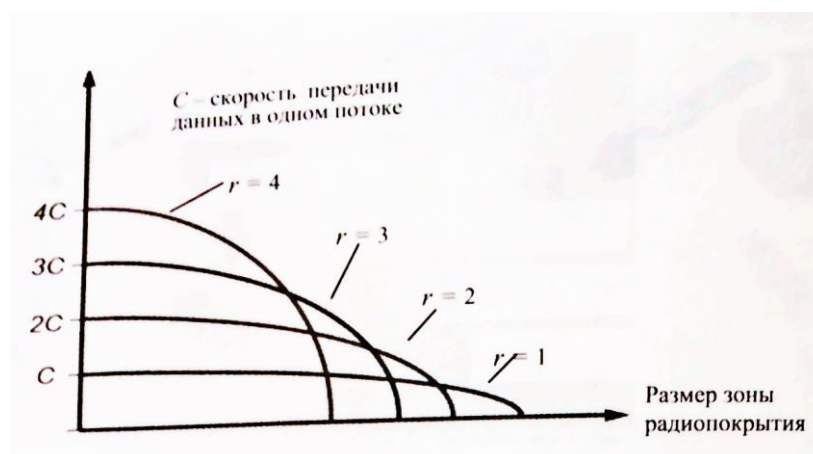


Рисунок 1.6 – Влияние ранга пространственного мультиплексирования в конфигурации 4x4 ММО

Нетрудно видеть, что передача одного потока данных ($r = 1$) в конфигурации 4x4 ММО позволяет обеспечить наибольшую суммарную скорость передачи данных, но в зоне малого размера. Первый случай может соответствовать разнесенной передаче TxDiv или процедуре Beamforming, второй случай – пространственному мультиплексированию. Следовательно, для края ячейки больше подходит Beamforming, а в центре ячейки – ММО с пространственным мультиплексированием. Комбинирование этих процедур реализуется в технологии ММО, применяемой в системах LTE. Подробное объяснение об этих процедурах будет рассмотрено в главе II.

Теоретическое представление ММО основывается на описании моделей упомянутых пространственных каналов. При описании этих моделей учитывается, что в реальных условиях существует некоторая взаимосвязь (корреляция) между каналами, несмотря на разнесение антенн ММО. Эта

взаимосвязь зависит в значительной степени от совокупности факторов, к которым можно отнести:

- степень многолучевости – более «сильные» переотражения сигнала в большей степени декоррелируют пространственные каналы, т.е. являются наиболее благоприятными для применения ММО;
- среда распространения сигнала (различного рода препятствия на пути его распространения, усиливающие переотражения сигнала, но в то же время снижающие его энергетику в точке приема);
- потери на трассе распространения сигнала;
- пространственная поляризация переданного сигнала;
- конфигурация передающих и приемных антенн (расстояние между элементами многоканальных антенн, направление поляризации каждого элемента антенны и т.п.).

В общем случае взаимные связи между пространственными каналами задаются с помощью некоторой матрицы H (1.2), элемент h_{ij} которой описывает связь i -ой передающей антенны с j -той приемной антенной и называется канальным коэффициентом (рисунок 1.7). Матрица H называется канальной матрицей и имеет размерность $M \times N$, где M - число передающих антенн, N – число приемных антенн. Количество передаваемых параллельных потоков данных r определяется условием (1.1) и ограничено размерностью матрицы H .

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ h_{M1} & h_{M2} & \dots & h_{MN} \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

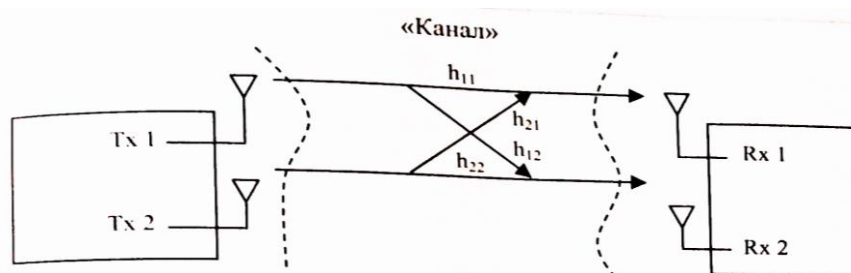


Рисунок 1.7 – Модель канала 2x2 ММО

В системах ММО канальная матрица полностью описывает канал распространения сигнала между всеми передающими и приемными антеннами. Для ее задания существует многообразие моделей как детерминированного, так и стохастического характера [13]

С учетом этих замечаний сигнал Y на входе всех приемных антенн в матричной форме будет иметь вид

$$Y = Hx + n, \quad (1.3)$$

где x – матрица переданного сигнала;
 $n = I\sigma_n^2$ – матрица белого гауссовского шума с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_n^2 на входе приемника;
 I – единичная матрица.

Алгоритмы приема такого сигнала могут быть различными [14], но все они базируются на знании канальной матрицы H , которое является результатом оценки ее в процессе обработки принимаемого сигнала в приемнике (1.4). При известной матрице H оценка сигнала x_i , переданного в i -ой антенне, находится как минимальное расстояние в пространстве соответствующего базиса

$$\bar{x}_i = \operatorname{argmin} \|y - Hx_i\| \quad (1.4)$$

Корреляционные связи между каналами описываются при этом недиагональными элементами матрицы H , оценив которые, можно скомпенсировать имеющую корреляцию.

Следует подчеркнуть, что реализация такого алгоритма в приемнике связана с операциями по вычислению матриц и в зависимости от конфигурации MIMO требует дополнительных вычислительных ресурсов в оборудовании как по быстродействию, так и по объему вычислений.

Чтобы получить в приемнике матрицу H с учетом реальных условий требуется знать состояние пространственных каналов. Для его оценки необходимо в каждой антенне передавать специальные ортогональные обучающие сигналы, которые заведомо известны в приемнике. Результаты такой оценки используются для обработки сигнала при приеме, а также посылаются по каналу обратной связи в передатчик для последующей корректировки формата передаваемых потоков данных. По известным коэффициентам матрицы H в передатчике можно определить асимметрию потоков данных и при ее наличии скорректировать формат передачи, применив нужную схему модуляции и кодирования в соответствующем пространственном канале. Для такой процедуры необходим канал обратной связи (замкнутый контур MIMO). В качестве упомянутых обучающих сигналов в LTE используются, так называемые тестовые или опорные сигналы RS (Reference Signal). Более детально этот аспект будет описан позже при рассмотрении особенностей реализации технологии MIMO в системах LTE. А здесь следует лишь заметить, что из-за временной разницы между получением

оценок в приемнике и передачей их результатов на передающую сторону могут наблюдаться существенные ошибки. Кроме того, ошибки могут возникать из-за некоррелированности состояния радиоканалов в разнесенных дуплексных полосах частот FDD. В этом смысле технология MIMO для общего случая может быть оценена на основе теоремы Шеннона с помощью следующего соотношения [15]

$$C = \log_2[\det(I_N + \frac{1}{S_n^2} HR_x H^T)] \quad (1.5)$$

где $R_x = M\{xx^T\}$ – ковариационная матрица переданного сигнала x ;
 I – единичная матрица;
 H^T – транспонированная матрица H ;
 \det – определитель матрицы.

Найдем спектральную эффективность MIMO (1.5) для случая, когда мощность передатчика равномерно распределена по всем пространственным каналам. В этом случае ковариационная матрица R_x примет следующий вид [15]

$$R_x = M\{xx^T\} = \frac{S_x^2}{M} I_M \quad (1.6)$$

где $M\{*\}$ – математическое ожидание,
и, следовательно,

$$C = \log_2[\det(I_N + \frac{1}{S_n^2 M} R)] = \sum_{i=1}^r \log_2[1 + \frac{S_x^2}{S_n^2 M} \lambda_i(R)] \quad [\text{бит/с/Гц}], \quad (1.7)$$

где M – количество передающих антенн;
 σ_x^2 – суммарная мощность переданного сигнала;
 $\frac{S_x^2}{S_n^2 M}$ – отношение сигнал/шум в каждом из M пространственных каналов;
 $R = HH^T$ – корреляционная матрица пространственных каналов;
 $\lambda_i(R)$ – i -е значение матрицы R ;
 r – количество параллельно передаваемых потоков данных (ранг).

Таким образом, для рассмотренного случая максимальная спектральная эффективность в пространственном канале будет обеспечена, когда канальная матрица H будет диагональной, т.е. при отсутствии корреляции между каналами. При этом суммарная спектральная эффективность пропорциональна количеству передаваемых одновременно потоков данных r .

Параметр $\gamma_i(R)$ в выражении (1.7) по своей физической сущности является коэффициентом энергетического выигрыша.

Рассмотрим еще одну важную процедуру в технологии ММО. Эта процедура необходима для соответствующего распределения передаваемых данных между антеннами ММО, которое за счет обеспечения ортогональности передаваемых потоков снижает уровень взаимного влияния каналов. По своей функциональной сущности процедура получила название предварительного кодирования (Precoding), и ее предназначение состоит в том, чтобы некоторым образом преобразовать в передатчике модулированные сигналы s в форму сигналов x , передаваемых в каждой антенне ММО (1.3), т.е.

$$x = F(s), \quad (1.8)$$

где $F(s)$ – некоторая функция преобразования, а место процедуры в общем процессе формирования сигнала при ММО показано на рисунке 1.8 [12].

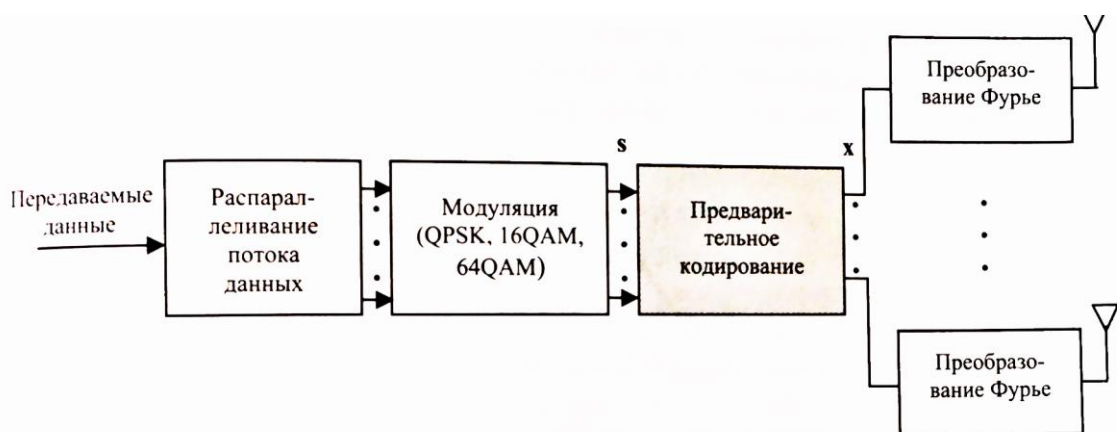


Рисунок 1.8 – Предварительное кодирование в LTE/ММО

Заметим, что термин «предварительное кодирование» охватывает класс различных схем передачи данных и не говорит о конкретной схеме, указывая лишь на процедуру. Тем не менее, все схемы реализуют линейное блочное кодирование и описывают матрицей кодового слова W размерности $M \times L$, где M – количество передающих антенн ММО, L – число кодируемых сигналов в каждом потоке во временной или частотной области. В соответствии с (1.8) матрица кодового слова задает функцию преобразования $F(s)$, в процессе которого совокупность параллельных модулированных символов перемножается с матрицей W . По сути, происходит «взвешанное» преобразование каждого символа с определенным весом w .

В теории и в практике ММО используют несколько различных по назначению способов предварительного кодирования. Так в случае Beamforming, символ единственного передаваемого потока данных умножается на весовой вектор w для регулирования фазы сигнала в каждой антенне, которое необходимо для формирования требуемой формы и направления луча диаграммы направленности, т.е.

$$x = w\zeta = \begin{pmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \dots \\ w_M \end{pmatrix} \zeta, \quad (1.9)$$

При пространственном мультиплексировании в самой простой форме, когда в каждой антенне передается параллельно по одному модулированному символу одного и того же потока данных (при разнесенной передаче), для предварительного кодирования используют код Аламути. Данный код назван именем автора Siavash Alamouti, который предложил новый подход к разделению ММО-сигналов на приемной стороне [16]. Код Аламути является блочным кодом, он представлен матрицей кодового слова W размером 2×2 , в соответствии с которой происходит преобразование сигнала в виде [12]

$$x = Ws = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix}, \quad (1.10)$$

где s^* - комплексно-сопряженный сигнал (символ).

Такой способ кодирования относится к классу ортогонального пространственно-временного блочного кодирования STBC. Излучаемые сигналы после предварительного кодирования в соответствии с (1.10) можно представить математически следующим образом

$$\begin{aligned} x_{1i} &= s_1 = s_{1c} + js_{1s}, \\ x_{2i} &= -s_2^* = -(s_{2c} - js_{2s}), \\ x_{1(i+1)} &= s_2 = s_{2c} + js_{2s}, \\ x_{2(i+1)} &= s_1^* = s_{1c} - js_{1s}, \end{aligned} \quad (1.11)$$

где s_c и s_s - синфазная и квадратурная составляющие модулированного сигнала.

Принцип кодирования по Аламоути состоит в том, что подлежащая передаче последовательность символов разбивается на пары x_1 и x_2 (к примеру, смежные четные и нечетные символы). Для передачи таких пар требуются две антенны и два интервала передачи i -й и $(i+1)$ -й. В соответствии с (1.10) и (1.11) в первом (i -м) временном интервале передающая антенна 1 будет излучать символ сигнала x_{1i} , тогда как антенна 2 – символ x_{2i} . В следующем временном интервале антенна 1 будет излучать символ сигнала $x_{1(i+1)}$, а антенна 2 – $x_{2(i+1)}$.

Обратим внимание на интересное свойство такого кодирования. Нетрудно видеть, что если сигналы x_{1i} и x_{2i} в первом временном интервале противофазны (противоположны по знаку) и ортогональны (комплексно сопряжены), то во втором временном интервале эта же пара сигналов $x_{1(i+1)}$ и $x_{2(i+1)}$ будет синфазной и ортогональной. Это свойство будет повторяться, вызывая поочередно опережение фазы сигнала на 180° в разных антеннах и изменяя тем самым направление излучения антенн, создавая эффект, подобный «мерцанию антенн». Такой эффект призван уменьшить корреляцию между пространственными каналами за счет декорреляции отраженных сигналов в каждом канале из-за разных направлений излучения.

Как описано в [16], другим подходом к пространственно-временному кодированию является мультиплексирование сигналов по принципу магического квадрата (альтернатива методу Аламоути). Не останавливаясь на подробном его описании, укажем лишь, что магический квадрат порядка n представляет собой квадратную таблицу $n \times n$, заполненную целыми числами от 1 до n^2 . Сумма чисел в каждой строке, в каждом столбце и в двух главных диагоналях одинакова. Для предварительного кодирования передаваемых данных при MIMO числа магического квадрата преобразуются по модулю 4, за исключением условия, при котором $X_{mod 4} = 4$ (рисунок 1.9) [16].

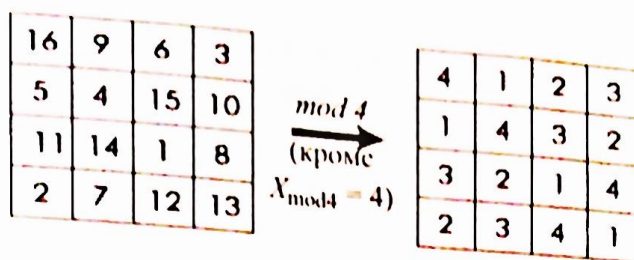


Рисунок 1.9 – Преобразование магического квадрата для многочастотного кодирования

Числа, полученные после преобразования, соответствуют номерам четырех передаваемых символов x_1 , x_2 , x_3 и x_4 . При этом строки таблицы соответствуют передающим антеннам, а столбцы – временным интервалам передачи.

В заключении можно отметить, что рассмотренная процедура предварительного кодирования может быть как зависимой от состояния

радиоканала, так и не зависеть от него. Примером независимого предварительного кодирования является Beamforming. В другом случае выбор того или иного способа кодирования определяется наличием точной информации о состоянии канала со стороны передатчика. При этом одним из определяющих факторов является степень мобильности абонентского терминала, когда трудно отслеживать динамические изменения канала из-за быстрого устаревания данных о нем. По этой причине матрица предварительного кодирования W может быть фиксированной, т.е. заранее сформированной, так и рассчитанной в процессе сеанса связи. В публикациях набор фиксированных матриц W получил название *кодовой книги (Codebook)* и позволяет значительно разгрузить канал обратной связи, по которому абонентский терминал должен передавать базовой станции информацию о результатах оценки нисходящих пространственных каналов. В сети может быть заранее сформировано несколько кодовых книг, из которых абонентский терминал для приема может выбрать наиболее оптимальную матрицу W . При частотном дуплексе FDD разумно использовать фиксированную матрицу, так как ее расчет в процессе сеанса связи будет неточен из-за большого частотного разнеса нисходящих и восходящих пространственных каналов. При дуплексе TDD наоборот целесообразнее использовать расчетную матрицу.

1.4 Технология MIMO в LTE

Технологию MIMO можно отнести к области нетрадиционного применения многоэлементных антенных систем. В данной главе будет рассмотрена специфика MIMO применительно к системам LTE. Главной чертой этой специфики является то, что в системах LTE понятие MIMO трактуется более широко и включает в себя весь рассмотренный спектр применений многоэлементных антенн. В это понятие входят пространственная передача и прием, формирование узких направленных лучей Beamforming и пространственное мультиплексирование, под которым ранее и понимались технологии передачи MIMO. Такая специфика обусловлена тем, что в LTE перечисленные способы передачи используются комплексно. Другими словами, один из этих способов в LTE выбирается в процессе передачи адаптивно в зависимости от условий радиоканала. На рисунке 1.10 показано дерево решений в области применения технологии MIMO в системах LTE [17].

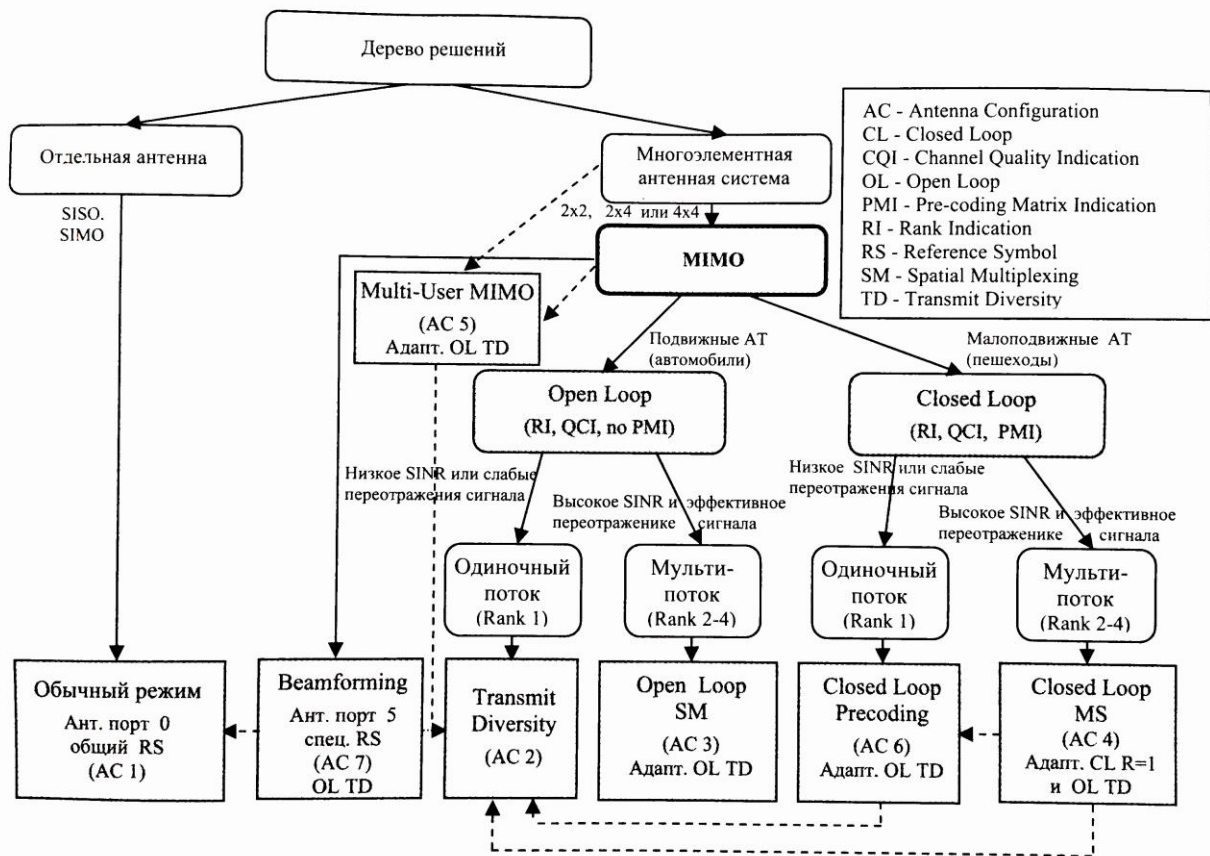


Рисунок 1.10 – Структура MIMO в системе LTE (Rel'8)

Дадим краткую характеристику способов передачи данных, входящих в состав MIMO системы LTE и показанных на рисунке 1.10.

1.4.1 Разнесенная передача и прием

Разнесенная передача TxDiv (Transmit Diversity, TD), а также и разнесенный прием имеют место, когда на передающей, либо на приемной стороне используются несколько разнесенных в пространстве антенн. При этом через эти антенны передаются параллельно (дублируются) одинаковые потоки данных как на одной, так и на разных частотах. Это позволяет улучшить качество приема на краю ячейки, где отношение сигнал/шум SNR мало. Причем для такой передачи применяется кодирование данных, передаваемых посредством нескольких антенн. В зависимости от способа такого кодирования в LTE различают несколько режимов разнесения: разнесенная передача с пространственно-временным блочным кодированием STBC (Space time block codes), разнесенная передача с пространственно-частотным блочным кодированием SFBC (Space-frequency time block codes) и разнесенная передача с коммутацией (переключением) радиочастот FSTD (Frequency switched transmit diversity).

Для пространственно-временного кодирования STBC в LTE применяется специальный код под названием Аламоути. Подробнее было описана работа пространственно-временного блочного кодирования с использованием этого кода. При кодировании этим кодом в разных антеннах передается один и тот же поток данных, но закодированный по-разному как показано на рисунке 1.11 [18]. Это дает энергетический выигрыш от пространственно-разнесенной передачи в условиях переотражений сигнала.

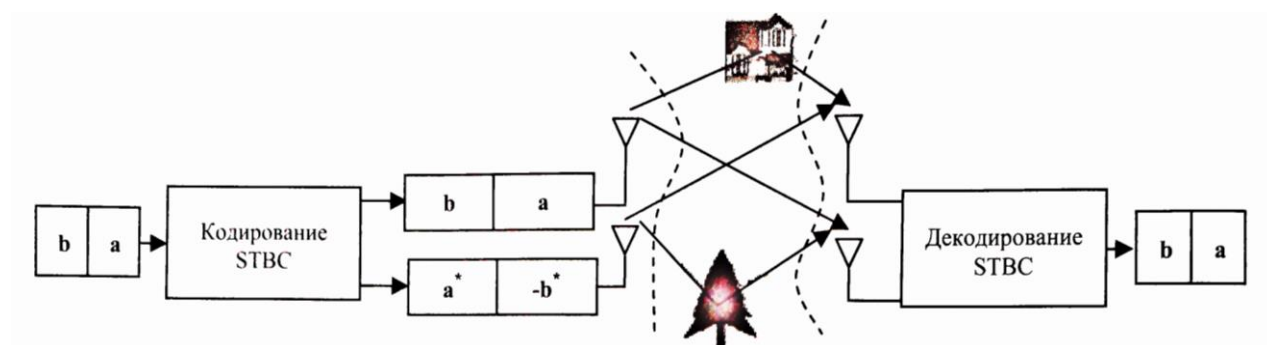


Рисунок 1.11 – Пространственно-временное кодирование при 2x2 MIMO

Вместо передачи пары сигналов в двух последовательных временных интервалах их можно одновременно излучать на двух ортогональных (разнесенных) частотах. Такой способ разнесенной передачи будет соответствовать режиму SFBC. Обобщением данного способа в LTE является сочетание MIMO-OFDM, при котором схема кодирования Аламоути позволяет получить некоторый пространственно-частотный код. В соответствии с этим кодом для передачи каждой символьной последовательности можно использовать группу поднесущих частот OFDM-сигнала, как показано на рисунке 1.12[18].

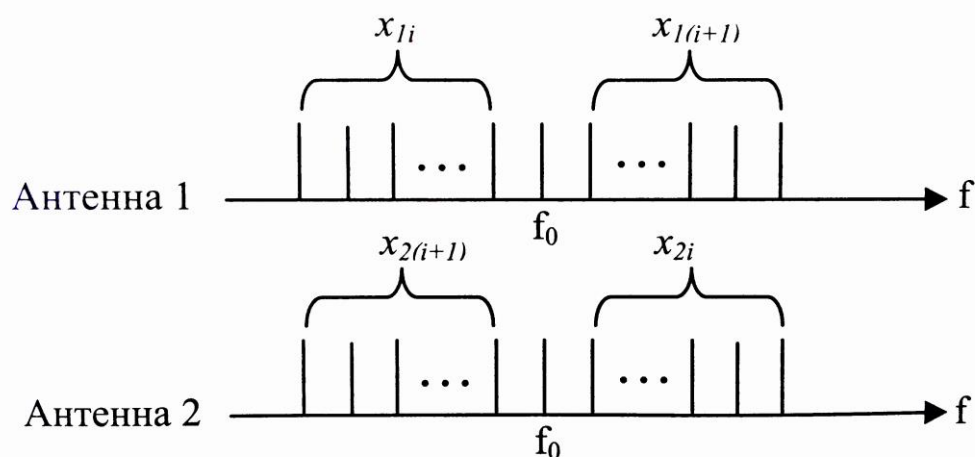


Рисунок 1.12 – Многочастотное кодирование Аламоути

1.4.2 Beamforming

Beamforming или пространственное разделение каналов SDMA (Space division multiple access) осуществляется за счет адаптивного формирования узких пространственных лучей диаграммы направленности антенн. Позволяет осуществлять селективную в пространстве передачу данных для одного или нескольких абонентов, увеличивая пропускную способность каналов на краю ячейки. Антенны с такими свойствами называются адаптивными (Smart antenna). Теоретической основой функционирования адаптивных антенн является хорошо отработанная сегодня теория пространственно-временной обработки сигналов (ПВОС) [19]. Технология SDMA (Beamforming) может быть реализована при наличии одной антенны в абонентском терминале (стандарты 3GPP Rel'5/6).

1.4.3 Пространственное мультиплексирование в LTE

Метод пространственного мультиплексирования в LTE имеет ряд принципиальных отличий от разнесенной передачи TxDiv. Он позволяет передавать параллельно более одного потока данных, увеличивая тем самым пиковую скорость передачи в каждом соединении. Другое отличие состоит в положительном использовании эффективности многолучевого распространения сигнала в радиоканале. Как будет показано ниже, чем сильнее многолучевоcть, тем эффективнее пространственное мультиплексирование как MIMO, можно назвать два его основных преимущества:

- увеличение надежности радиоканала в условиях многолучевоcти. При использовании MIMO наблюдается существенное улучшение качества линии связи, проявляющееся в более стабильной и надежной передаче данных в условиях переотражений сигнала. При скоростях перемещения абонента от 3 км/час до 120 км/час в системе LTE наблюдается незначительное ухудшение качества передачи трафика;

- увеличение спектральной эффективности и пропускной способности ячейки сети LTE благодаря возможности одновременной передачи нескольких независимых потоков данных (рисунки. 1.13 - 1.14) [20].

Выигрыш при MIMO максимизируется в условиях плотных городских застроек, где сигнал на пути распространения многократно переотражается и флуктуирует. На рисунке 1.15 приведены результаты моделирования, характеризующие повышение спектральной эффективности при использовании многоканальных антенн MIMO [21].

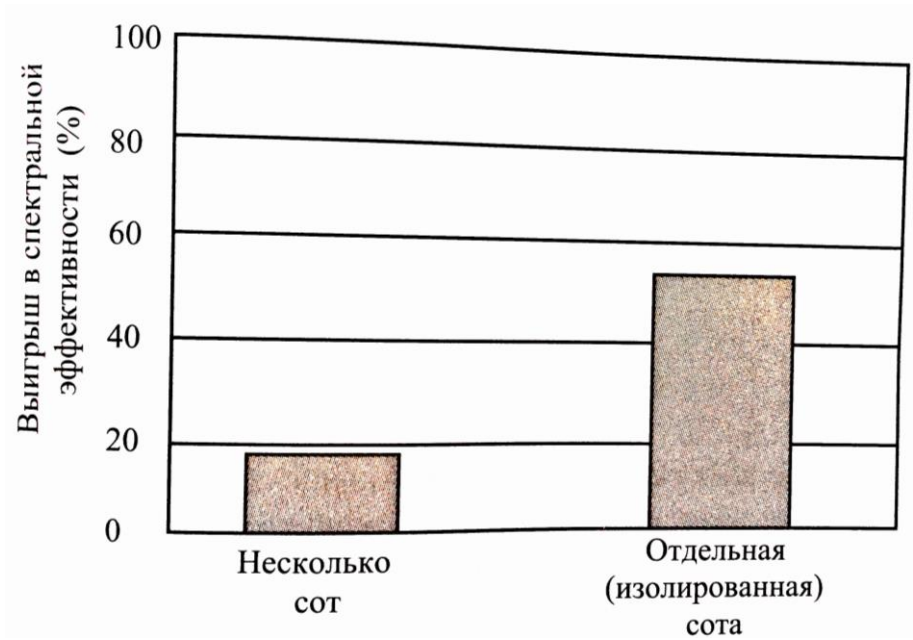


Рисунок 1.13 – Выигрыш в спектральной эффективности при MIMO (2x2) в сравнении с SIMO (1x2)

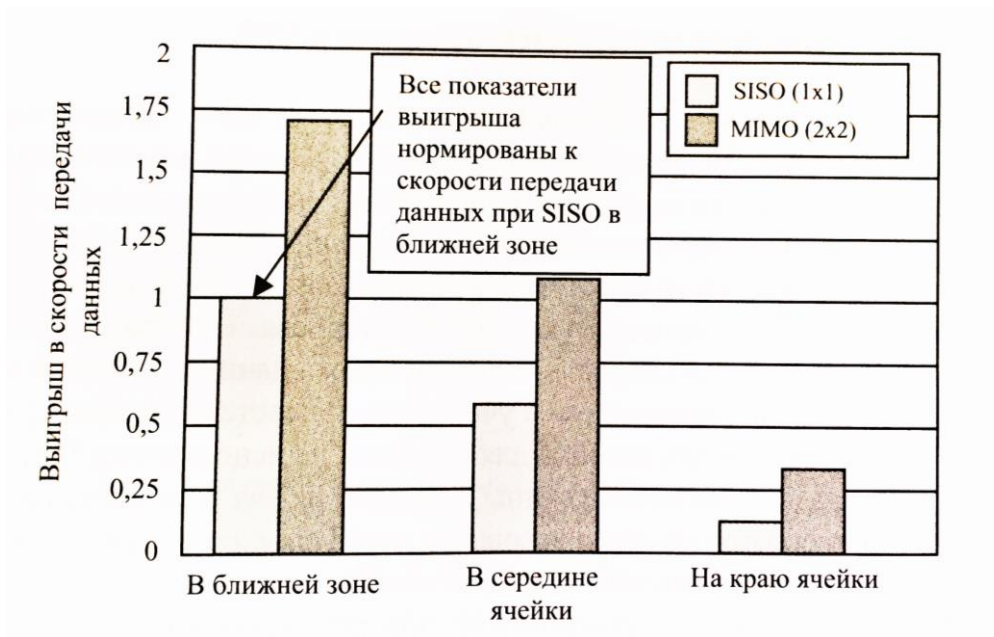


Рисунок 1.14 – Выигрыш в скорости передачи данных при MIMO (2x2) и SISO (1x1) в изолированной соте

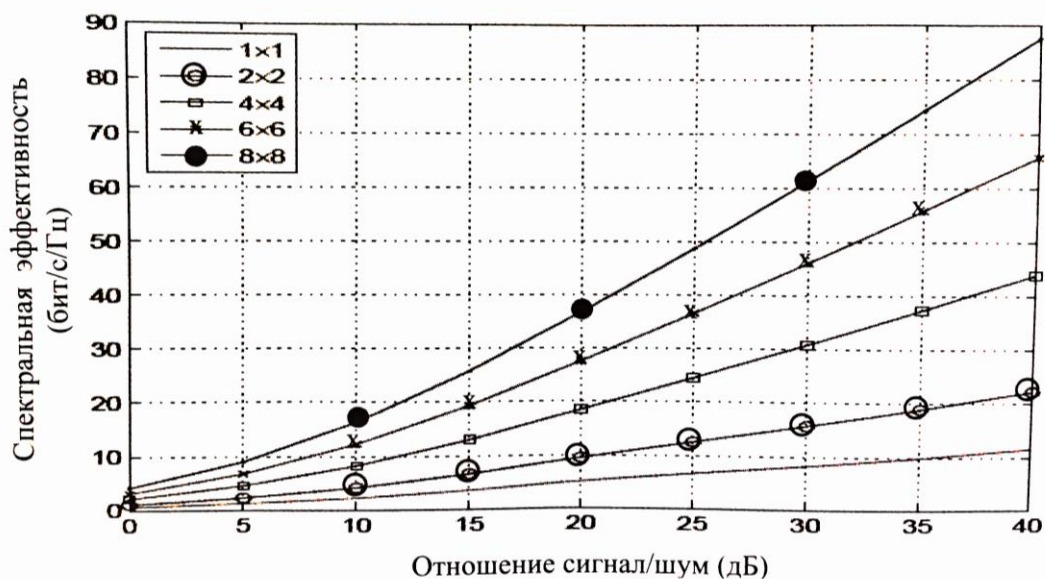


Рисунок 1.15 – Зависимость спектральной эффективности от отношения сигнал/шум при MIMO

Как видно из приведенных результатов, эффективность MIMO, а именно пространственного мультиплексирования, зависит в значительной степени от отношения сигнал/шум, которое гарантирует, что абонентский терминал будет в состоянии различать пространственные каналы и декодировать принимаемые данные. Поэтому MIMO наиболее эффективно в ячейках малых размеров. Серьезным недостатком пространственного мультиплексирования является ухудшение качественных характеристик в случае отсутствия переотражений сигнала в радиоканале. Такая ситуация имеет место на открытых пространствах с неплотной застройкой, вдоль автомагистралей, рядом с рекой и в случае, когда антенна базовой станции располагается намного выше уровня крыш. В таких случаях более эффективным является применение адаптивных антенн с формированием лучей (технология Beamforming).

1.4.4 Общие требования по реализации режимов по реализации режимов LTE/MIMO

Общие требования по реализации технологий, рассмотренных выше как режимы MIMO, и их сравнительные характеристики приведены в таблице 1.1

В качестве комментария к таблице можно отметить два обстоятельства. Первое – конфигурация и разнос антенн должны соответствовать каждой конкретной технологии. Достаточно близкое расположение антенн друг к другу (как правило, половина длины излучаемой волны) соответствует технологии адаптивного формирования диаграммы направленности Beamforming, как одному из режимов MIMO в LTE. Разнесенное в пространстве расположение антенн или ортогональная их поляризация соответствует MIMO, имея в виду пространственное мультиплексирование

(SM). Второе – между режимами Beamforming и SM существуют принципиальные функциональные различия. Первый режим служит для обеспечения передачи и приема в направлении на взаимодействующее РЭС, для чего алгоритмы адаптации функционируют так, что на это РЭС формируется максимальный лепесток, а не помеховое РЭС – провал («нуль») в диаграмме направленности. За счет направленной передачи энергии технология Beamforming обеспечивает по сравнению с SM более высокий коэффициент усиления антенны. Это соответствует выигрышу в зоне обслуживания.

Таблица 1.1 - Сравнительная характеристика режимов передачи данных в MIMO-системе

Требования и показатели	MIMO (пространственное мультиплексирование)	Beamforming	Разнесенная передача/прием
Требования по взаимному разнесению антенн	$>10 \lambda^*$ (для диапазона частот 2,1 ГГц – 1,5-2м)	$\lambda/4 - \lambda/2$	$>10 \lambda$
Степень пространственной корреляции	Низкая (за счет применения антенн с ортогональной поляризацией и разнесения в пространстве антенн с совпадающей поляризацией)	Высокая (на стороне передатчика из-за близкого расположения антенн с одинаковой поляризацией)	Низкая (за счет разнесения антенн в пространстве и ортогональной поляризации)
Эффективность	Повышение спектральной эффективности и пиковой скорости передачи данных в условиях переотражения сигнала	Повышение пропускной способности, улучшение качества приема на краю ячейки	Улучшение качества приема на краю ячейки (при малых отношениях сигнал/шум)
Недостатки	Снижение эффективности в стационарных каналах, усложнение оборудования	Жесткие требования по разнесению элементов антенн	Низкая эффективность по скорости передачи данных

* λ – длина волны передаваемого сигнала

Экспертные оценки показывают, что, по сравнению с обычной системой с разнесенным приемом или с пространственным мультиплексированием,

технология Beamforming способствует уменьшению требуемого количества базовых станций в сети до 40%. Важное значение имеет тот факт, что направленное излучение энергии к отдельным абонентам значительно снижает уровень помех в соседних сотах сети. Основное же предназначение антенн ММО – снизить негативное действие многолучевости в радиоканале за счет разнесенной (или направленной) передачи и приема сигналов, а также повысить пиковую скорость передачи данных за счет организации независимых пространственных каналов.

Результаты проводимых исследований свидетельствуют об эффективности совместного использования этих двух режимов в ММО.

2 Канал связи LTE стандарта. Помехи, возникаемые при распространении радиосигнала в каналах связи

Пространственный канал представляет собой физическую среду, используемую для передачи сигналов от передатчика к приемнику. Какой бы канал не был, он всегда в той или иной степени искажает передаваемые символы: вместо одного излученного символа на приемную антенну могут поступать несколько символов, которые по своей форме могут отличаться друг от друга и от исходного импульса. Канал также может добавлять помехи, следовательно характеристики канала оказывают большое влияние на качество передачи информации, и их знание имеет большое значение для построения систем связи.

2.1 Модель многолучевого распространения сигналов

Определение параметров радиоканала имеет ключевое значение при разработке систем мобильной радиосвязи. Свойства канала, вносимые искажения и помехи, а также допустимая ширина спектра передаваемого сигнала определяют максимальную скорость передачи данных при заданном уровне достоверности передачи информации.

Используемые в сотовых системах мобильной связи радиосигналы дециметрового диапазона поступают в место приема по многим путям (лучам) различной длины вследствие многократных отражений от препятствий на пути распространения. Представим излучаемый сигнал $s_{изл}(t)$ в форме

$$s_{изл}(t) = \text{Re}s_{изл}(t),$$

где аналитический сигнал $s_{изл}(t)$ имеет вид

$$s_{изл}(t) = F_{изл}(t)e^{j\omega_0 t}. \quad (2.1.1)$$

Аналитический сигнал $s_{пр}(t)$, соответствующий сигналу $s_{пр}(t)$, поступающую на антенну подвижной станции и являющемуся суммой сигналов, приходящих по M путям различной длины с различным числом переотражений, представим в виде [22]

$$s_{пр}(t) = \sum_{k=1}^M s_{пр}^{(k)}(t), \quad (2.1.2)$$

где каждый из аналитических сигналов $s_{пр}^{(k)}(t)$ в k -ом луче приема в свою очередь, соответствует сумме N сигналов, являющихся результатом рассеяния и отражений в непосредственной близости от подвижной станции. Тогда, с учетом,

$$s_{\text{пр}}^{(k)}(t) = \sum_{i=1}^N \alpha_{ki} F_{\text{изл}}(t - \tau_{ki}) e^{j(\omega_0 + \omega_{Dki})(t - \tau_{ki})}, \quad (2.1.3)$$

где α_{ki} и ω_{Dki} - соответственно затухание и доплеровское смещение частоты i -го сигнала в k -ом луче.

Анализируя комплексные огибающие принимаемых сигналов, можно полагать задержки τ_{ki} ($i = 1, \dots, N$) поступления сигналов в k -ом луче приема практически одинаковыми и равными средней задержке τ_k . Кроме того, для реальных значений доплеровских смещений частоты, не превышающих 100-200 Гц, и задержек τ_{ki} порядка единиц микросекунд максимальное значение величины $\omega_{Dki} \cdot \tau_{ki}$ не превышает 1-2 градусов. Тогда из (2.1.3) имеем приблизительно [22]

$$s_{\text{пр}}^{(k)}(t) = F_{\text{изл}}(t - \tau_k) e^{j\omega_0 t} \sum_{i=1}^N \alpha_{ki} e^{-j\omega_0 \tau_{ki}} e^{j\omega_{Dki} t},$$

так что

$$s_{\text{пр}}(t) = F_{\text{пр}}(t) e^{j\omega_0 t}, \quad (2.1.4)$$

где комплексная огибающая принимаемого сигнала имеет вид

$$F_{\text{пр}}(t) = \sum_{k=1}^M F_{\text{пр}}^k(t) = \sum_{k=1}^M \mu_k(t) F_{\text{изл}}(t - \tau_k), \quad (2.1.5)$$

и комплексны весовые коэффициенты $\mu_k(t)$ равны

$$\mu_k(t) = \sum_{i=1}^N \alpha_{ki} e^{-j\omega_0 \tau_{ki}} e^{j\omega_{Dki} t}. \quad (2.1.6)$$

Как видно из (4.5), модель рассматриваемого многолучевого радиоканала может быть представлена в виде линии задержки (ЛЗ) с отводами, соответствующему каждому из M лучей приема, взвешиванием в соответствии с коэффициентами $\mu_k(t)$ и последующим суммированием (рисунок 2.1).

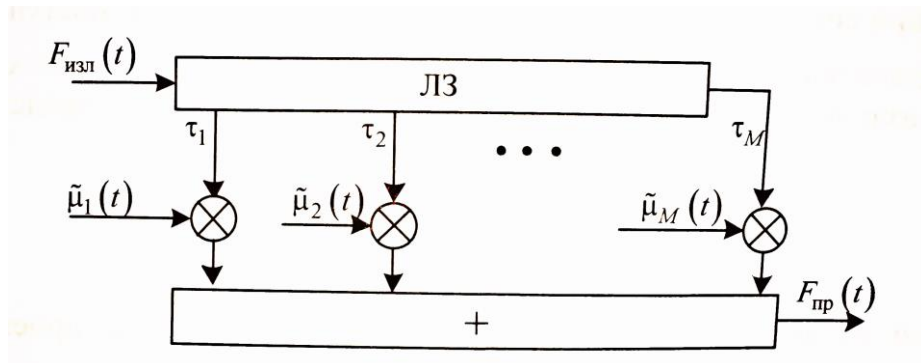


Рисунок 2.1 – Модель многолучевого радиоканала

Как средние значения τ_k задержек сигналов в различных лучах приема, так и значения параметров α_{ki} , ω_{Dki} , τ_{ki} , коэффициентов $\mu_k(t)$ зависят от времени вследствие перемещения приемной станции и соответствующего изменения морфоструктуры местности в точке приема. При этом, поскольку расположение объектов, вызывающих отражение и рассеивание сигналов в непосредственной близости от точки приема, является случайным, все перечисленные параметры оказываются случайными величинами.

В соответствии с моделью Кларка [23] при достаточно большом числе N рассеянных и отраженных сигналов, что и имеет место при приеме сигналов в условиях сильно пересеченной местности и городской застройки, коэффициенты $\mu_k(t)$ могут рассматриваться как случайные процессы, вещественные и мнимые части которых статистически независимы и распределены по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и одинаковыми дисперсиями. Тогда при излучении передатчиком немодулированного гармонического колебания с частотой ω_0 сигнал, принимаемый по k -му лучу, в соответствии с моделью Кларка представляет собой узкополосный гауссовский процесс, огибающая которого описывается законом Релея, а фаза распределена равномерно в интервале $(0, 2\pi)$.

Как видно из (2.1.3), процесс $s_{\text{пр}}^{(k)}(t)$ представляет собой сумму большого числа сигналов, имеющих различные доплеровские смещения ω_{Dki} . Это приводит к расширению спектра сигнала, принимаемого по каждому k -му лучу, по сравнению со спектром излученного сигнала, описываемого δ -функцией в модели Кларка. Как показывает анализ, соответствующая доплеровская спектральная плотность мощности $G(\omega)$ имеет вид

$$G(\omega) = \frac{A}{\sqrt{\omega_{D\max}^2 - (\omega - \omega_0)^2}}, \quad |\omega - \omega_0| \leq \omega_{D\max} \quad (2.1.7)$$

и $G(\omega) = 0$ при $|\omega - \omega_0| > \omega_{D\max}$, где величина A определяется средней мощностью принимаемого сигнала и $\omega_{D\max}$ - максимальное значение доплеровского смещения частоты.

2.2 Затухание радиосигналов при распространении

Одним из последствий рассмотренного выше явления многолучевого распространения оказывается увеличение степени затухания уровня средней мощности сигнала с ростом расстояния от передающего устройства по сравнению с затуханием в свободном пространстве. В последнем случае, как известно, средняя мощность принимаемого сигнала обратно пропорциональна квадрату этого расстояния, в то время как в системах мобильной связи, в

зависимости от условий распространения, этот показатель может достигать значения 3-5.

Получение достаточно точных аналитических оценок величины энергетических потерь при распространении сигнала в различных условиях не представляется возможным, потому при проектировании современных систем используют различные статистические модели таких потерь, полученные в результате анализа и обобщения результатов многочисленных экспериментов [22,23, 24].

Модель Окамура. Это одна из наиболее простых и широко используемых моделей. Потери L средней мощности сигнала в процессе распространения на расстояние R (км) от БС оцениваются следующим образом (все величины в децибелах):

$$L = L_0 + A(f_0, R) + G(h_{\text{БС},\text{эфф}}) + G(h_{\text{МС}}), \quad (2.2.1)$$

где $L_0 = \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R}\right)^2$ – потери при распространения колебания с длиной волны λ_0 в свободном пространстве; $A(f_0, R)$ - потери в городской среде по отношению к потерям в свободном пространстве в случае, когда эффективная высота антенны БС $h_{\text{БС},\text{эфф}} = 200\text{м}$, а высота антенны МС $h_{\text{МС}} = 3\text{м}$. Корректирующий коэффициент $G(h_{\text{БС},\text{эфф}})$ учитывает отклонение величины $h_{\text{БС},\text{эфф}}$ (м) от значения 200м, а корректирующий коэффициент $G(h_{\text{МС}})$ учитывает отклонение величины $h_{\text{МС}}$ (м) от значения 3м. За исключением L_0 все величины в (2.8) для заданной частоты сигнала f_0 в диапазоне от 150 до 1920 МГц находятся из графиков, являющихся результатом многочисленных измерений в условиях г.Токио. При этом расстояние R между БС и МС составляет от 1 до 100 км, а $h_{\text{БС},\text{эфф}}$ выбирается в диапазоне от 30 до 1000 м.

К сожалению, модель Окамура дает большие погрешности для условий сельской местности, особенно при больших передачах высот.

Модель Окамура-Хата. Эта модель является модификацией модели Окамура на основе использования эмпирических зависимостей, аппроксимирующих экспериментальные графики Окамура. Так, в районах с типичной городской застройкой в диапазоне от 150 до 1500 МГц при эффективной высоте антенны БС от 30 до 200 м потери $L_{\text{гор}}$ (в децибелах) средней мощности сигнала оцениваются следующим образом

$$L_{\text{гор}} = 66,55 + 26,16 \lg f_0 - 13,83 \lg h_{\text{БС},\text{эфф}} - \alpha(h_{\text{МС}}) + (44,9 - 6,55 \lg h_{\text{БС},\text{эфф}}) \lg R \quad (2.2.2)$$

Поправочный коэффициент $\alpha(h_{\text{МС}})$ зависит от высоты расположения антенны МС и в диапазоне от 1 до 10 м вычисляется по формуле

$$\alpha(h_{MC}) = (1,11 \lg f_0 - 0,7) h_{MC} - (1,5 \lg f_0 - 0,8). \quad (2.2.3)$$

При оценке потерь в условиях крупного города

$$\begin{aligned} \alpha(h_{MC}) &= 8,29(\lg 1,54 h_{MC})^2 - 1,1 && \text{для } f_0 \leq 400 \text{ МГц,} \\ \alpha(h_{MC}) &= 3,2(\lg 11,75 h_{MC})^2 - 4,97 && \text{для } f_0 \geq 400 \text{ МГц.} \end{aligned} \quad (2.2.4)$$

В пригородной местности потери описываются выражением

$$L_{\text{пригор}} = L_{\text{гор}} - 2\left(\lg\left(\frac{f_0}{28}\right)\right)^2 - 5,4, \quad (2.2.5)$$

в то время как на открытой местности

$$L_{\text{откр}} = L_{\text{гор}} - 4,78(\lg f_0)^2 + 18,33 \lg f_0 - 40,94. \quad (2.2.6)$$

Приведенная выше модель удовлетворительно описывает потери средней мощности на расстояниях выше 1 км и в диапазоне частот до 1,5 ГГц. В области же частот от 1,5 до 2 ГГц реальное затухание сигнала оказывается существенно выше, чем следует из данной модели. Специально для указанной области частот разработаны модель *COST231-Хата* (Cooperation for Scientific and Technical Research, COST) и модель *COST231-Уолфеиш-Икегам*.

Модели *COST231-Хата* и *COST231-Уолфиш-Икегами*. В отличие от модели *Окамура-Хата* в данной модели затухание оценивается по следующей формуле

$$L = 46,3 + 33,9 \lg f_0 - 13,82 \lg h_{BC} - \alpha(h_{MC}) + (44,9 - 6,55 \lg h_{BC}) \lg R + C. \quad (2.2.7)$$

Формула применима для высоты антенны БС от 30 до 200 м, высоты антенны МС от 1 до 10 м и при расстоянии между БС и МС от 1 до 20 км для диапазона частот от 1,5 до 2 ГГц. При этом постоянная C принимает значение $C=0$ для пригородных районов с умеренной растительностью и средних городов и $C=3$ для крупных городов.

Применение этой формулы в случае расположения антенны БС на меньших высотах возможно лишь, если ближайшие строения оказываются ниже места расположения антенны. От такого ограничения свободна модель *COST231-Уолфиш-Икегами*. В этой модели общие потери средней мощности сигнала L представляются в виде суммы трех составляющих: потерь при распространении в свободном пространстве $L_{\text{св}}$, потерь на дифракцию и

рассеяние на крышах зданий L_d и потерь на многократную дифракцию от рядов зданий $L_{мнд}$.

Рассмотренные модели не позволяют учесть специфические условия района развертывания сети связи (этажность строений, ширину улиц и т.п.). Эту специфику позволяет учесть модель *Ксиа-Бертони*.

Модель Ксиа-Бертони. Данная модель построена на основании уравнений волновой оптики и рассматривает различные механизмы распространения радиоволн в условиях городской застройки, а именно распространение в свободном пространстве, дифракцию на кромках крыш зданий, отражение от стен зданий. Интерферируя в точке приема, лучи, прошедшие по различным путям, формируют суммарный сигнал.

Когда антенна БС расположена выше среднего уровня крыш зданий (рисунок 2.2), на входе МС оказываются сигналы, распространяющиеся по двум лучам: один - в результате дифракции на кромке крыши здания, другой - после отражения от противоположной стены здания.

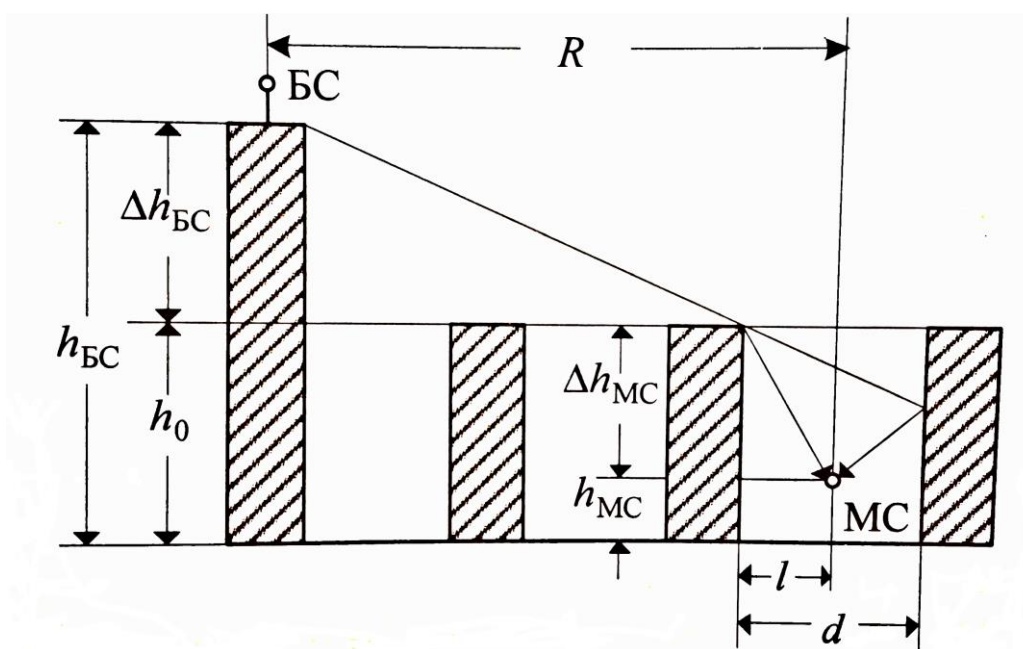


Рисунок 2.2 – Интерференция лучей в точке приема

Так в городе с 4 – этажной застройкой (высота этажа около 3 м), при значениях $h_0 = 12$ м, $h_{МС} = 1,5$ м, $d = 30$ м на частоте f_0 (МГц) и дальности R (км) затухание сигнала находится по формуле

$$L = 38 \lg R - 18 \lg(\Delta h_{БС}) + 21 \lg f_0 + 81,5. \quad (2.2.8)$$

В пригороде с 2 – этажной застройкой при $h_0 = 12$ м, $h_{МС} = 1,5$ м, $d = 50$ м, затухание сигнала находится по формуле

$$L = 38 \lg R - 18 \lg(\Delta h_{БС}) + 21 \lg f_0 + 71,7. \quad (2.2.9)$$

Анализ двух последних выражений показывает следующее:

- при увеличении расстояния между БС и МС в 10 раз средняя мощность сигнала уменьшается на 38 дБ;
- при увеличении несущей частоты в 10 раз средняя мощность сигнала уменьшается на 21 дБ;
- при увеличении возвышения антенны БС над средним уровнем зданий в точке приема в 2 раза средняя мощность сигнала возрастает на 5,4 дБ;
- в пригороде энергетические потери на трассе распространения приблизительно на 10 дБ меньше, чем в городе.

Анализ следующих из модели Ксиа-Бертон выражений показывает также, что при увеличении вдвое высоты расположения антенны МС в области $h_{MC} < 3 м$ энергетические потери снижаются приблизительно на 3 дБ, а в области $h_{MC} > 3 м$ - на 6 дБ.

Модель Ксиа-Бертони позволяет оценить также средний уровень потерь и в тех случаях, когда антенна БС расположена на уровне крыш или даже ниже уровня крыш (такие приемы используют, когда необходимо «засветить» ограниченную локальную область). Несмотря на то, что модель не учитывает ряд важных параметров (вид строительных материалов, ориентацию улиц и т.п.), она дает простой и удобный способ получения предварительных оценок уровня средних потерь в канале связи.

2.3 Влияние земной поверхности на распространение сигнала в канале связи

Беспроводная передача сигналов осуществляется с помощью радиоволн, которые излучаются в пространство антеннами. Такие антенны называются передающими. Радиоволны распространяются в пространстве по всем направлениям. Встречая на своем пути приемную антенну, волна возбуждает в ней ток высокой частоты, который регистрируется приемным устройством. Поскольку амплитуда волны ослабляется в процессе распространения по различным причинам, величина тока в приемной антенне может быть очень малой. Во многих книгах рассмотрен простейший пример передачи сигналов с помощью радиоволн в свободном пространстве, который является простым и не учитывает множество других факторов, которые оказывают влияние на передачу сигнала в беспроводных каналах связи [25]. Наиболее часто мы будем рассматривать явление многопутного (или многолучевого) распространения сигнала. Такое явление встречается при передаче сигнала в городских условиях, при передаче через ионосферу или тропосферу.

Для начала изучим двулучевого распространения гармонического сигнала. С таким мы сталкиваемся тогда, когда передающая и приемная антенны подняты над землей и разнесены на достаточно большое расстояние. Соответствующая схема передачи сигнала изображена на рисунке 2.3, на котором видно, что в точку приема приходят два сигнала двумя разными

путями: прямой сигнал проходит расстояние R_0 , а отраженный от земной поверхности сигнал - расстояние (R_1+R_2) .

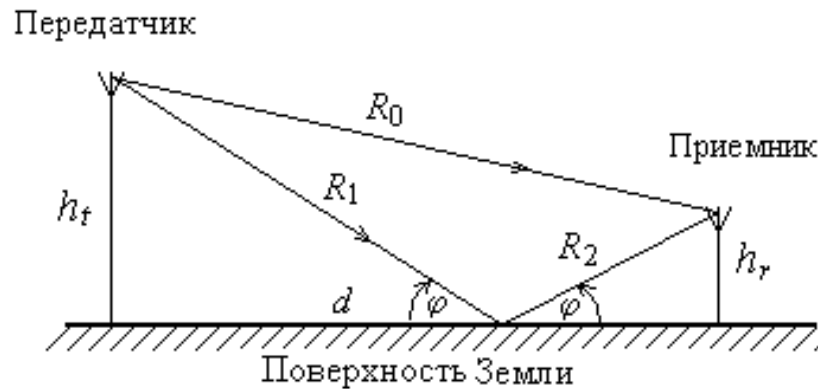


Рисунок 2.3 – Двухлучевой канал связи

Коэффициент отражения Френеля от земли будем считать равным -1 . Это справедливо для волны любой поляризации, если угол скольжения ϕ достаточно мал.

Предположим, что амплитуды прямого и отраженного сигналов равны, однако на самом деле амплитуда отраженного сигнала всегда немного меньше, во-первых, из-за того, что расстояние (R_1+R_2) больше расстояния R_0 и, во-вторых, из-за поглощения части энергии подающей волны в земле., Чем меньше угол ϕ , тем вернее это предположение. Единственное, на что необходимо обратить внимание - это изменение фазы сигнала, отраженного от земли, по отношению к фазе прямого сигнала.

Таким образом, сумма прямого и отраженного сигналов может быть представлена в виде

$$s(t) = s_0(t) \left[1 - \exp\left(- j \frac{2\pi}{\lambda} \Delta \right) \right], \quad (2.3.1)$$

где $\Delta = [(R_1+R_2)-R_0]$ – разность хода лучей.

Мощность принятого сигнала $P_r = |s(t)|^2$ можно записать в виде

$$P_r = P_0 \left| 1 - \exp\left(- j \frac{2\pi}{\lambda} \Delta \right) \right|^2 = 4P_0 \sin^2\left(\frac{\pi}{\lambda} \Delta \right), \quad (2.3.2)$$

где $P_0 = |s_0(t)|^2$ – мощность прямого сигнала на входе приемника.

Теперь определим величину разности хода Δ в зависимости от расстояния d и высот передающей и приемной антенн h_t и h_r . Из рисунка 2.1

нетрудно определить, что

$$R_0 = \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}, \quad R_1 + R_2 = \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2}. \quad (2.3.3)$$

Преобразовав (2.3), получим следующие выражения

$$R_0 = d \sqrt{1 + \frac{(h_t - h_r)^2}{d^2}}, \quad R_1 + R_2 = d \sqrt{1 + \frac{(h_t + h_r)^2}{d^2}}. \quad (2.3.4)$$

Предположим, что расстояние между передающей приемной антеннами большое, так что $d^2 \gg (h_t + h_r)^2$. Это позволяет упростить формулы (2.4) и получить следующие приближенные равенства

$$R_0 \approx d \left(1 + \frac{(h_t - h_r)^2}{2d^2} \right), \quad R_1 + R_2 \approx d \left(1 + \frac{(h_t + h_r)^2}{2d^2} \right). \quad (2.3.5)$$

Из (2.5), найдем, что разность хода равна

$$\Delta = (R_1 + R_2) - R_0 \approx \frac{(h_t + h_r)^2 - (h_t - h_r)^2}{2d} = \frac{2h_t h_r}{d}. \quad (2.3.6)$$

Это дает возможность представить (2.2) следующим образом:

$$P_r = 4P_0 \sin^2 \left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{h_t h_r}{d} \right). \quad (2.3.7)$$

Мощность прямого сигнала P_0 зависит от параметров системы в соответствии с уравнением:

$$P_r = \frac{P_t G_t S_r}{4\pi d^2} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}, \quad (2.3.8)$$

Уравнение (2.3.8) получено для свободного пространства. Используя (2.3.8), выражение (2.3.7) преобразуем к виду

$$P_r = 4P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \sin^2 \left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{h_t h_r}{d} \right) \quad (2.3.9)$$

Из этого можно сделать вывод, что в случае двулучевой модели канала от параметров системы и расстояния d между приемной и передающей антеннами сложным образом зависит мощность принятого сигнала. В частности, имеется множитель, который часто называют множителем ослабления земли.

$$g = \sin^2 \left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{h_t h_r}{d} \right), \quad (2.3.10)$$

График функции g в зависимости от расстояния d показан на рисунке 2.4 для $\lambda=0.33$ м ($f=900$ МГц), $h_t=20$ м, $h_r=2$ м.

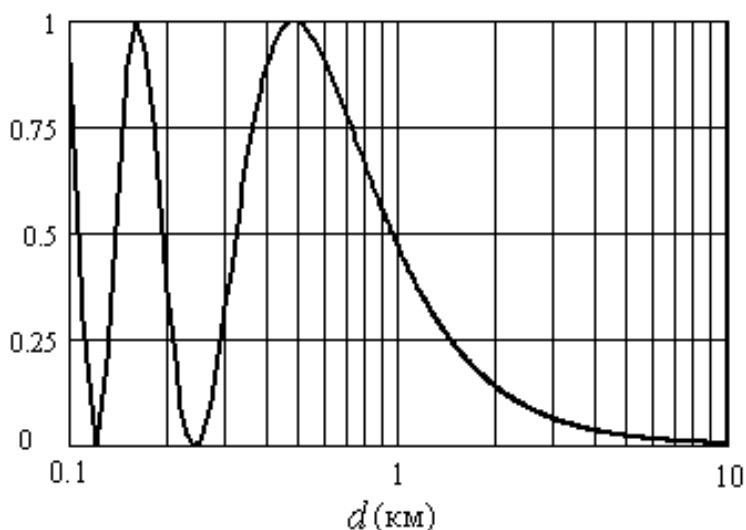


Рисунок 2.4 – Множитель земли $g(d)$

В поведении функции $g(d)$ можно выделить две области. Одна из них, область интерференции прямого и отраженного сигналов, где мощность принятого сигнала имеет периодический характер, а другая – область регулярного затухания сигнала, где мощность сигнала непрерывно уменьшается с расстоянием. Граница между этими областями принимается на расстоянии, где наблюдается первый максимум функции $g(d)$, если двигаться в направлении уменьшения дистанции d . Это условие выполнимо при

$$\frac{2\pi}{\lambda} \frac{h_t h_r}{d} = \frac{\pi}{2} \quad (2.3.11)$$

Отсюда находим, что границу между указанными областями можно определить из выражения:

$$d_{\text{гр}} = \frac{4h_t h_r}{\lambda} \quad (2.3.12)$$

Нетрудно заметить, что дальность $d_{\text{гр}}$ зависит от частоты линейно.

Когда расстояние до приемника значительно больше расстояния $d_{\text{гр}}$, аргумент синуса становится много меньше единицы и справедливо приближенное равенство $\sin x \approx x$. В этой области множитель ослабления земли (2.10) можно записать в более простом виде

$$g \approx \left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{h_t h_r}{d} \right)^2 \quad (2.3.13)$$

Теперь вполне возможно упрощение формулы (2.3.9). В результате, получим, что мощность на входе приемника равна

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{h_t h_r}{d^2} \right)^2 \quad (2.3.14)$$

Важный вывод, который можно извлечь из (2.3.14), о том, что мощность принимаемого сигнала уменьшается с расстоянием обратно пропорционально четвертой степени ($P_r \sim d^{-4}$). Это значительно более сильная зависимость ослабления сигнала по сравнению со случаем свободного пространства, где мощность принимаемого сигнала уменьшается с расстоянием обратно пропорционально второй степени. Поскольку мощность принимаемого сигнала пропорциональна квадрату амплитуды напряженности электрического поля в точке расположения приемной антенны, то напряженность поля убывает с расстоянием обратно пропорционально второй степени. Такая закономерность ослабления поля впервые была установлена академиком Введенским и называется квадратичная формула Введенского.

Также вытекает еще один важный вывод из формулы (2.3.14). Он заключается в том, что мощность принимаемого сигнала в области действия формулы Введенского не зависит от несущей частоты.

В области, где множитель ослабления земли имеет периодический характер, наблюдаются минимумы и максимумы. Когда прямой и отраженный от земли сигналы складываются в противофазе, мощность принимаемого сигнала минимальна. Там, где эти сигналы складываются в фазе, наблюдается максимум мощности. Если абонент попадает в область минимума, то связь

может нарушиться или существенно ухудшиться. Когда абонент находится в движении, то уровень сигнала на входе приемника может периодически меняться, то есть могут наблюдаться замирания сигнала или фединги.

Описанные выше условия передачи сигнала являются упрощенными, так как предполагалось, что земля является гладкой и плоской поверхностью. В реальности, на поверхности земли находятся холмы, овраги, растительность. В городах имеется много строений различной высоты. Все это способствует к более сложным условиям распространения сигнала. Такие явления, как отражение волн и их дифракция, приводят к тому, что в точку приема приходят множество сигналов. Такое явление называется многолучевое распространение сигнала.

В таких условиях мощность принимаемого сигнала оценивается статистическими методами, так как учесть детально все факторы, влияющие на уровень сигнала, детерминистическими методами невозможно. Кроме того, проводятся множество экспериментальных работ с целью измерения уровня сигнала, как в городской, так и в сельской местности. Подобные эксперименты дают возможность построить модели каналов беспроводной связи. Эти модели утверждаются специальными документами (стандартами), чтобы разработчики систем связи могли пользоваться едиными данными.

Для городских условий такая модель впервые была разработана в 1968 году в Японии на основе измерений Окумары (Okumara). В 1980 году эта модель была уточнена Хатом (Hata) [26]. Ослабление медианного уровня сигнала по отношению к уровню, который бы наблюдался в свободном пространстве, соответствующее модели Окумара–Хата, дано на рисунке 2.5. Приведенные данные соответствуют вертикальной поляризации и высотам передающей и приемной антенн $h_t=100$ м и $h_r=3$ м.

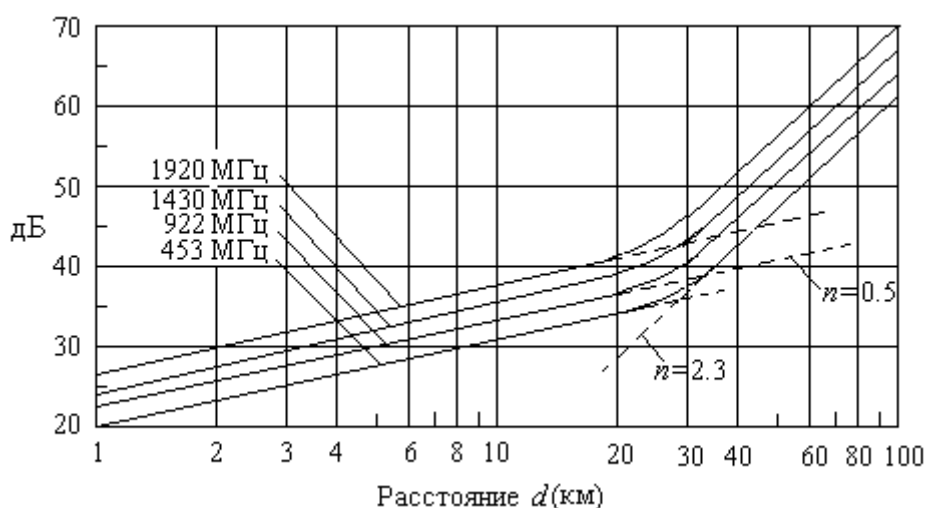


Рисунок 2.5 – Ослабление сигнала, соответствующее модели Окумара–Хата

Обычно в моделях каналов беспроводной связи рассматривают зависимость мощности принимаемого сигнала от расстояния в виде

$$P \approx 1/d^\alpha, \quad (2.3.15)$$

где $\alpha = 2 + 2n$.

Согласно модели Окумара–Хата существуют две области с различным характером ослабления сигнала. Первая область простирается до 10–15 км. Для нее $n=0.5$, то есть $\alpha=3$ в (2.3.15). Вторая область простирается от 15–20 км до 100 и более километров. В этом случае $\alpha=6.6$, то есть наблюдаем достаточно быстрое ослабление мощности сигнала с увеличением расстояния.

Качество информации, принятой абонентом, зависит не только от уровня мощности сигнала на входе приемника. Мощность принимаемого сигнала необходимо сравнивать со средней мощностью шума и помех на входе приемника. Если помехи отсутствуют, то вероятность появления ошибок в передаваемой информации зависит от величины ОСШ.

Мощность собственного шума, приведенная к входу приемника, может быть записана в виде

$$P_{noise} = N_{noise} k_B T_0 W, \quad (2.3.16)$$

где N_{noise} – шум-фактор (коэффициент шума) приемника, характеризующий его качество;

$k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц/град – постоянная Больцмана;

T_0 – температура окружающей среды, выраженная в градусах Кельвина (обычно в качестве стандартной температуры задают $T_0=290$ град),

W – ширина частотной полосы пропускания приемника.

В случае свободного пространства для отношения мощности сигнала к средней мощности собственного шума приемника (ОСШ) с помощью (2.3.8) и (2.3.16) получим, что

$$\rho = \frac{P_r}{P_{noise}} = \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2} \frac{P_t G_t G_r}{N_{noise} k_B T_0 W} \frac{1}{d^2}. \quad (2.3.17)$$

Задавая минимально допустимое ОСШ ρ_{min} , при котором обеспечивается необходимая вероятность правильного приема информации, можно найти максимальную дальность действия системы связи d_{max} в виде

$$d_{max} = \frac{\lambda}{4\pi} \frac{\sqrt{P_t G_t G_r}}{\sqrt{N_{noise} k_B T_0 W} \sqrt{\rho_{min}}}. \quad (2.3.18)$$

В случае влияния земной поверхности для ОСШ с помощью (2.3.14) и (2.3.16) будем иметь

$$\rho = \frac{P_r}{P_{noise}} = \frac{P_t G_t G_r}{N_{noise} k_B T_0 W} \left(\frac{h_t h_r}{d^2} \right)^2 \quad (2.3.19)$$

Отсюда найдем, что максимальная дальность действия системы связи d_{max} равна

$$d_{max} = \frac{\sqrt[4]{P_t G_t G_r} \sqrt{h_t h_r}}{\sqrt[4]{N_{noise} k_B T_0 W} \sqrt[4]{\rho_{min}}}. \quad (2.3.20)$$

Анализируя это выражение, можно прийти к выводу о том, что дальность действия системы связи трудно увеличить за счет увеличения мощности передатчика. Например, увеличение мощности передатчика в 2 раза приведет к увеличению дальности только в 1,19 раза, т.е. на 19%. Более эффективным средством является увеличение высоты подъема передающей и/или приемной антенны. Поэтому антенны базовой станции (БС) рекомендуют поднимать на высоту 20-30 и более метров над землей. Также, если абонент сотовой связи находится на границе соты и испытывает трудности соединения из-за слабого сигнала, ему рекомендуется найти место, более высокое над земной поверхностью. Интересно отметить, что дальность связи не зависит от несущей частоты.

2.4 Замирания радиосигналов

Медленные замирания сигнала возникают при перемещении мобильных абонентов на расстояния, существенно превышающую длину волны λ_0 . В ходе таких перемещений условия распространения сигнала между БС и МС успевают значительно измениться, соответственно изменяются и мгновенные значения уровня сигнала на входе приемника МС. Медленные замирания зависят от макроструктуры канала связи, их параметры во многом определяются типом застройки, рельефом местности, видом растительности, скоростью перемещения мобильного абонента и т.п. В соответствии с моделью на рисунке 2.1 такие замирания происходят в следствии изменений значений τ_k в (2.1.5).

Как следует из результатов многочисленных измерений, одновременное распределение мгновенных значений огибающей принимаемого сигнала, характеризующее медленные замирания, можно описать логарифмическим нормальным законом [22]

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1 x} \exp\left[-\frac{(\ln x - \alpha)^2}{2\sigma_1^2}\right], \quad x > 0, \quad (2.4.1)$$

где параметры α и σ_1 определяются средним уровнем огибающей сигнала, с учетом затухания при распространении, и глубиной медленных замираний соответственно.

Как правило, в крупных городах можно считать $\sigma_1^2 = 10$ дБ, в пригородах $\sigma_1^2 = 6$ дБ. При этом интервал корреляции таких замираний при скорости перемещения МС около 60 км/час составляет величину порядка 1 с.

Быстрые замирания, всегда имеющие место наряду с рассмотренными выше эффектами затухания сигнала при распространении и медленными замираниями, происходят вследствие изменений значений τ_{ki} ($i = 1, \dots, N$) моментов поступления сигналов в каждом k -ом луче приема (2.1.5). При этом даже небольшие изменения этих значений в условиях рассеяния энергии сигналов основных лучей в локальной зоне приема радиусом десятки метров (влияние стен зданий, деревьев, автомобилей и т.п.) приводят к быстрым изменениям огибающей суммарного сигнала.

Глубина таких замираний может достигать 20 – 30 дБ. Распределение мгновенных значений огибающей быстро замирающего сигнала в случае отсутствия «прямого» луча распространения (т.е. при отсутствии прямой радиовидимости), как отмечалось ранее, может быть описана законом Релея

$$w(x) = \frac{x}{\sigma_2^2} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma_2^2}\right], \quad (2.4.2)$$

где σ_2^2 - дисперсия быстрых флуктуаций сигнала.

При наличии «прямого» луча распределение огибающей описывается законом Релея-Райса

$$w(x) = \left(\frac{x}{\sigma_2^2}\right) \exp\left[-\frac{x^2 + Q^2}{2\sigma_2^2}\right] I_0\left(\frac{xQ}{\sigma_2^2}\right), \quad (2.4.3)$$

где значение параметра Q определяется средней мощностью сигнала в «прямом» луче; $I_0(\alpha)$ - модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

3 Повышение эффективности канала связи для LTE стандарта

3.1 Разработка математической модели канала для LTE

3.1.1 Статистические характеристики канала MIMO

В каналах радиосвязи таких систем действует комплекс помех и искажений. В первую очередь необходимо учитывать влияние многолучевости, причиной которой является наличие отражений на трассе распространения радиоволн. В диапазоне коротких волн действуют многократные отражения от неоднородностей ионосферы. В диапазонах метровых (дециметровых) волн сказываются отражения от зданий, неровностей рельефа (при организации связи на открытой местности), отражения от стен и конструкций (при связи внутри зданий).

Основная идея технологии MIMO иллюстрируется на рисунке 3.1. Передающая часть системы содержит N_t передатчиков с передающими антеннами, тогда как приемная часть содержит N_r приемников и приемных антенн. Считается, что замирания порождаются рассеивающей средой H распространения радиосигнала. На рисунке стрелками показано, что сигнал любого из передатчиков может достигать входа любого из приемников, претерпевая замирания.

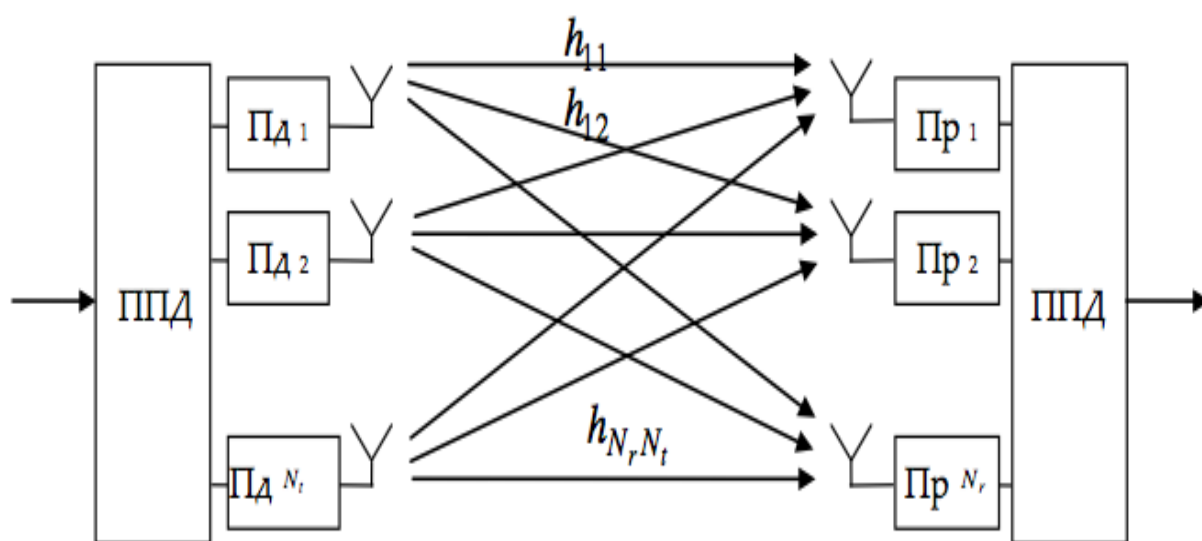


Рисунок 3.1 – Структурная схема MIMO

Матрица коэффициентов передачи канала

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & \dots & h_{2N_T} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & \dots & h_{3N_T} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & h_{N_R2} & \dots & h_{N_RN_T} \end{pmatrix} \quad (3.1.1)$$

является основной характеристикой ММО. Анализ систем ПВК в литературе [27] основан на априорном предположении, что такой канал квазистационарен. Анализу статистических характеристик многолучевых каналов мобильной связи посвящен раздел монографии [3], где утверждается, что снижение отношения сигнал/шум в диапазоне 1–2 ГГц, обусловленное замираниями, описывается моделью Рэля.

Также необходимо отметить, что каждый коэффициент h_{ij} , входящий в состав матрицы канала (1), может состоять из нескольких лучей (рисунок 3.2).

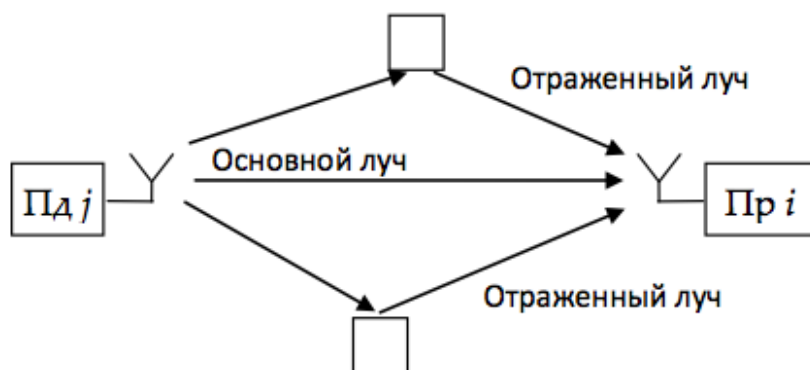


Рисунок 3.2 – Многолучевая картина распространения радиосигнала

Кроме того, коэффициенты передачи не являются независимыми. Это объясняется тем, что приемная антенная система имеет определенную конфигурацию. Для этого рассмотрим прием сигнала N -элементной антенной решеткой (АР).

3.1.2 Прием гармонического сигнала с плоским волновым фронтом

Предположим, что N элементов АР распределены вдоль оси x , как это показано на рисунке 3.3.

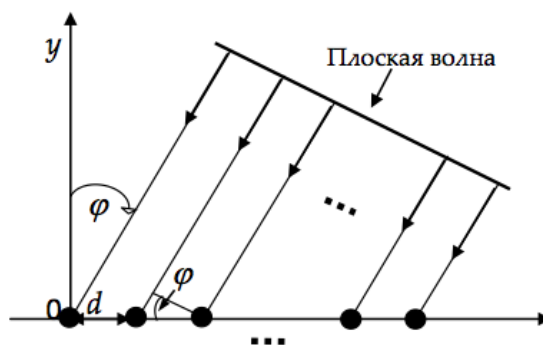


Рисунок 3.3 – Геометрия N -элементной линейной эквидистантной АР и плоской падающей волны

Начало координат выбрано в точке расположения крайнего левого элемента. Межэлементное расстояние обозначено буквой d . Предположим, что плоская монохроматическая волна единичной амплитуды падает на АР под углом j по отношению к оси y . Волна возбуждает гармоническое электрическое колебание в каждом элементе АР, $t=0$ – начало отсчета времени, фаза колебания равна 0 в первом элементе решетки.

Таким образом проведя ряд преобразований [28] получив сигнал, описывающее колебание во всех элементах АР, и описав единообразно всю совокупность этих сигналов, и если ввести вектор комплексных амплитуд \vec{S} и вектор сигналов $\vec{s}(t)$, то получим

$$\vec{s}(t) = \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ s_N(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ S_N \end{pmatrix} \exp(j\omega_0 t) = \vec{S} \exp(j\omega_0 t) \quad , \quad (3.1.2)$$

где j – мнимая единица, $\omega_0 = 2\pi f_0$ – циклическая частота, а f_0 – частота колебания, выраженная в герцах.

3.1.3 Разработка математической модели канала ММО

Общей моделью радиоканала является многолучевая модель. Основными моделями для описания многолучевого канала являются модели каналов со случайной структурой. Модель многолучевого канала достаточно наглядно представлена в виде модели канала с дискретной многолучевостью [29]. Принимаемый сигнал на входе r -го антенного элемента может быть представлен в виде:

$$z_r(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^N [h_{cln} u_x(t - (n-1)T - \tau_l) + h_{sln} u_x(t - (n-1)T - \tau_l) + \xi(t)], \quad (0 < t < \infty), \quad (3.1.3)$$

где h_{cln} , h_{sln} – соответствующие случайные синфазная и квадратурная составляющие коэффициента передачи в l -м луче cn -го передающего антенного элемента, L – общее число лучей в канале, τ_l – время запаздывания сигнала в l -м луче, u_x – известные реализации сигналов на приеме, $x(0, 1, \dots, M=1)$ – последовательность информационных символов, M – число позиций манипуляции, T – длительность передаваемых элементов сигнала, $\xi(t)$ – случайная аддитивная помеха типа БГШ.

Будем полагать, что длина трассы распространения сигнала, как правило, во много раз больше длины волны несущей радиосигнала. Это дает возможность не учитывать конфигурацию передающей антенной системы. То есть можно считать, что все сигналы передаются из одной точки пространства. Кроме того, с учетом линейности модели (3), а также конфигурации приемной антенной решетки комплексный коэффициент передачи матрицы H между r -й приемной и n -й передающей антеннами можно представить в виде

$$h_{rn} = \sum_{l=1}^L (1 + \alpha A_{ul}) \exp(j\pi \frac{d}{\lambda} (r-1)(\varphi_{cl} + \beta \varphi_{pl})), \quad (3.1.4)$$

где $j_{cl} = \sin(\frac{Q_l}{180} \rho)$, Q_l – угол прихода сигнала l луча в градусах, $A_{ul} = \sqrt{y_1^2 + y_2^2}$

- случайная амплитуда сигнала l луча, $j_{pl} = \arctan \frac{y_1}{y_2}$ - случайная фаза сигнала l луча, y_1 и y_2 - случайные величины, распределенные по гауссовскому закону, a и b - весовые коэффициенты, которые позволяют учитывать свойства пространственной корреляции сигналов в элементах приемной антенной решетки.

Выведенную формулу возможно записать в более упрощенном виде, выразив импульсную характеристику канала, между передатчиком и приемником, расположенными на определенном расстоянии, как:

$$h(t) = \sum_{i=1}^{L_p} \beta_i \delta(t - \tau_i), \quad (3.1.5)$$

где L_p – количество путей при многолучевом распространении сигнала, $\beta_i = |\beta_i^d| e^{j\varphi}$ и τ_i^d являются комплексной амплитудой и случайной задержкой распространения i – того пути соответственно, φ_i – фаза i -того сигнала.

Исходя из выражения (3.3) передаваемый импульс $\delta(t)$ в точке приема представляет собой сумму различных запаздывающих импульсов с различными амплитудами и фазами.

Данная модель позволяет учитывать конфигурацию приемной антенной решетки, многолучевость и координаты расположения препятствий на пути распространения сигнала в виде углов прихода по основному и отраженным лучам. Варьируя коэффициентами a и b , можно моделировать как полностью коррелированные каналы при $a=0$ и $b=0$, так и некоррелированные.

Таким образом, разработана математическая модель канала для ММО-технологии, учитывающая структурные свойства приемной антенны, направления прихода сигналов по основному и по отраженным лучам.

Разработанная модель матрицы канала позволит оптимизировать структуру многолучевости и конфигурацию приемной антенной решетки.

3.2 Методы борьбы с помехами в радиоканале. Методы разнесения в LTE

Уменьшение уровня сигнала, связанное с затуханием электромагнитных волн при распространении в условиях прямой видимости, может быть компенсировано прямым увеличением мощности излучаемого сигнала. В то же время компенсация энергетических потерь вследствие замираний и искажений, вызванных эффектами многолучевого распространения требует иных технических решений. Одним из применяемых в настоящее время способов такой компенсации является *разнесенный прием* (Diversity Reception). Основные типы разнесенного приема следующие:

- пространственное (Space Diversity);
- частотное (Frequency Diversity);
- временное (Time Diversity);
- многолучевое (Path Diversity);
- поляризационное (Polarization Diversity).

Пространственное разнесение осуществляется путем соответствующей обработки сигналов, принимаемых не менее, чем двумя разнесенными в пространстве антеннами. При этом расстояние между антеннами должно быть не менее половины длины волны принимаемых колебаний для обеспечения не коррелированности замираний сигнала в различных ветвях разнесения. Такой метод приема реализуется обычно на базовых станциях и относится к методам разнесения при приеме (Receiver Diversity) (рисунок 3.4) [30]. В то же время идея пространственного разнесения может быть реализована и по методу разнесения при передаче (Transmitter Diversity) (рисунок 3.5) [30], когда одна БС излучает сигнал одновременно через две разнесенные в пространстве антенны.

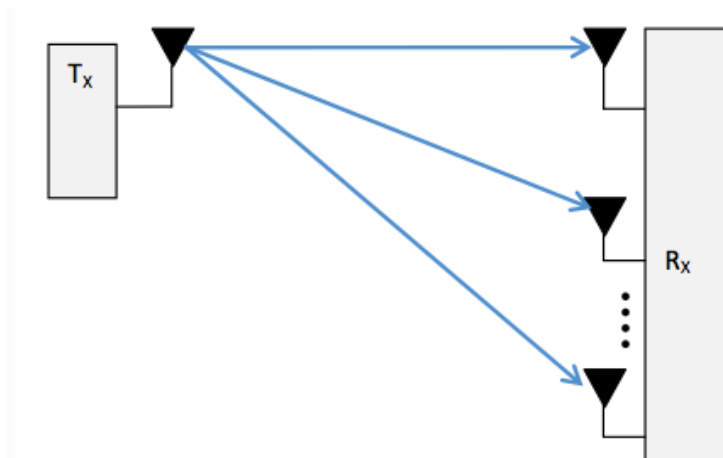


Рисунок 3.4 – Структура разнесения при приеме

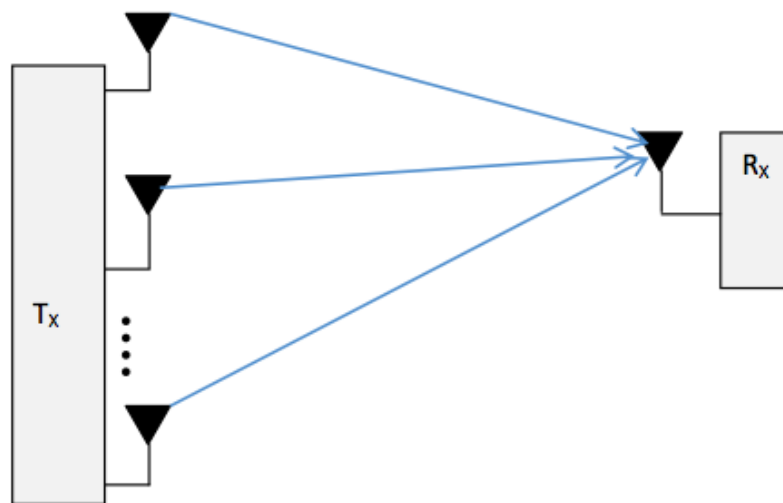


Рисунок 3.5 – Структура разнесения при передаче

При пространственном разнесении обработка сигналов производится одним из трех методов:

- автовыбор сигнала с наибольшим значением отношения «сигнал/шум» (Selection Combining);
- оптимальное весовое суммирование сигналов (Maximum Ratio Combining), когда сигналы из различных ветвей разнесения выравниваются по фазе, взвешиваются в соответствии с их уровнями и складываются;
- равновесное суммирование (Equal Gain Combining), когда сложение сфазированных сигналов производится без учета различия их уровней.

Частотное разнесение относится к методам разнесения при передаче и предполагает параллельную передачу одних и тех же сигналов на различных частотах, причем величина разности частот должна обеспечивать некоррелированность принимаемых сигналов в различных ветвях разнесения.

Временное разнесение, также относящееся к методам разнесения при передаче, позволяет бороться с быстрыми замираниями путем повторения передаваемых сигналов несколько раз через временные интервалы, превышающие период замираний. К этому виду разнесения относят также и метод, использующий автоматический запрос на повторение передачи блока символов (Automatic Repeat Request, ARQ).

Многолучевое разнесение, относящееся к методам разнесения при приеме, заключается в оптимальном весовом суммировании результатов обработки сигналов, приходящих по различным лучам распространения. Это оказывается возможным в случае, когда используются широкополосные сигналы, длительности функций автокорреляции которых не превышают задержки между сигналами в соседних лучах приема.

Могут применяться и иные виды разнесения (например, поляризационное, угловое и т.д.), а также комбинации различных видов.

Далее, в следующей главе будут применены рассмотренные методы борьбы с помехами в программе Matlab.

3.3 Корреляция в системе MISO

Помехоустойчивость в системах MISO можно достичь при повышении спектральной эффективности. А повышение спектральной эффективности в свою очередь можно зависит от ряда других факторов: средняя мощность принимаемого сигнала, тепловой шум приемника, межканальная интерференция, а также замирания. Таким образом для расчета помехоустойчивости системы необходимо учитывать модель пространственной корреляции, которая влияет на характеристики передаваемого сигнала.

Корреляционная пространственно-временная модель передачи канала связи представляет собой математическую модель, позволяющую описать характеристики распространения сигналов в пространстве с учетом эффекта пространственной корреляции и взаимной корреляции сигналов, кодированных с помощью пространственно-временных кодов. С помощью корреляционной модели передачи канала возможно оценить коэффициент вероятности ошибки для цифровой системы связи, с характеристиками, максимально приближенными к характеристикам реальных систем радиосвязи.

Модель корреляции рассматривается исходя из предположения, что корреляция между приёмными антеннами независима от корреляции между передающими антеннами. Другими словами, предполагаем, что только близкорасположенные антенны оказывают влияние друг на друга и не оказывают никакого влияния на корреляцию между антеннами, находящимися на другом конце радиолинии. Это допущение учитывает разные условия распространения сигнала, например, условия плотной застройки [31].

Пространственная корреляция, согласно [32], для MIMO-канала с плоскими замираниями определяется выражением

$$RH = E[vec(H)vec(H)H^H], \quad (3.3.1)$$

где $vec(H)$ обозначает вектор размера $N_r \times N_t$, составленный из столбцов матрицы H ; N_r – количество приемных антенн; N_t – количество передающих антенн; H – матрица отношений энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума размера $N_r \times N_t$.

3.3.1 Коэффициент корреляции сигналов в двух соседних антеннах

В случае типовых условий распространения сигнала, радиоволны приходят на приемник с определённой азимутальной расходимостью. Это рассеивание мощности при многолучевом приеме описывается функцией $p(\theta)$, где θ – азимутальный угол. Угловое рассеивание Λ – очень важный параметр распространения сигнала, который определяет коэффициент рассеивания, и выражается формулой [33]

$$\Lambda = \sqrt{1 - \frac{|F_1|^2}{|F_0|^2}}, \quad F_n = \int_0^{2\pi} p(\theta) \exp(jn\theta) d\theta, \quad (3.3.2)$$

где F_n – n -й комплексный коэффициент Фурье функции $p(\theta)$. Угловое рассеивание Λ принимает значения от 0 до 1, где 0 обозначает один луч, принимаемый с одного направления, а 1 означает одинаковую рассеянную мощность по всем направлениям приема.

Определение углового рассеивания Λ имеет большое практическое значение, поскольку оно напрямую связано с замираниями сигнала в локальной зоне [34]. Среднеквадратическая скорость изменения замираний R в канале Релея связана с угловым рассеиванием по формуле:

$$E\left\{\left(\frac{dR}{dd}\right)^2\right\} = \frac{k \Lambda^2}{4} E\{R^2\}, \quad (3.3.3)$$

где k – волновое число ;

d – расстояние;

$E\{R^2\}$ – среднеквадратическая скорость замираний в локальной зоне.

Приведённая формула позволяет сделать вывод, что скорость замираний уменьшается, когда сигнал концентрируется по одному направлению приёма.

3.3.2 Корреляция квазиортогонального пространственно-временного кода

Степень корреляции между передаваемыми сигналами зависит от степени разноса между передаваемыми кодовыми словами (векторами сигналов). Наименьшая корреляция сигналов достигается при использовании ортогональных способов передачи. Согласно определению, ортогональными называются сигналы, которые изменяются независимо и имеют нулевую корреляцию.

Ортогональность кода достигается при использовании техники кодирования Аламоути, которая применяет 2 передающие антенны. При

большем количестве передающих антенн используются другие ортогональные коды, в т.ч. и с задержкой по времени. Ортогональность обеспечивается за счёт снижения скорости кода [35].

3.3.3 Оценка вероятности ошибки для частных случаев

В работе [35] авторы вывели обобщенную модель коррелированного канала

$$\mathbf{K}_{\text{MISO}} \mathbf{Q}_{\text{MISO}} =$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{h_1^2}{2} & \frac{h_1^2}{2} \sqrt{\frac{r_{\text{TX}}^2 + r_{\text{STBC}_i}^2 - 2r_{\text{TX}}^2 r_{\text{STBC}_i}^2}{1 - r_{\text{TX}}^2 r_{\text{STBC}_i}^2}} & \dots & \frac{h_1^2}{2} \sqrt{\frac{r_{\text{TX}}^{N-1+2} + r_{\text{STBC}_i}^2 - 2r_{\text{TX}}^{N-1+2} r_{\text{STBC}_i}^2}{1 - r_{\text{TX}}^{N-1+2} r_{\text{STBC}_i}^2}} \\ \frac{h_2^2}{2} \sqrt{\frac{r_{\text{TX}}^2 + r_{\text{STBC}_i}^2 - 2r_{\text{TX}}^2 r_{\text{STBC}_i}^2}{1 - r_{\text{TX}}^2 r_{\text{STBC}_i}^2}} & \frac{h_2^2}{2} & \dots & \frac{h_2^2}{2} \sqrt{\frac{r_{\text{TX}}^{N-2+2} + r_{\text{STBC}_i}^2 - 2r_{\text{TX}}^{N-2+2} r_{\text{STBC}_i}^2}{1 - r_{\text{TX}}^{N-2+2} r_{\text{STBC}_i}^2}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{h_N^2}{2} \sqrt{\frac{r_{\text{TX}}^{N-1+2} + r_{\text{STBC}_i}^2 - 2r_{\text{TX}}^{N-1+2} r_{\text{STBC}_i}^2}{1 - r_{\text{TX}}^{N-1+2} r_{\text{STBC}_i}^2}} & \frac{h_N^2}{2} \sqrt{\frac{r_{\text{TX}}^{N-2+2} + r_{\text{STBC}_i}^2 - 2r_{\text{TX}}^{N-2+2} r_{\text{STBC}_i}^2}{1 - r_{\text{TX}}^{N-2+2} r_{\text{STBC}_i}^2}} & \dots & \frac{h_N^2}{2} \end{bmatrix}$$

где h_i^2 – отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума i -го канала;

r_{stbc_i} – элемент матрицы \mathbf{R}_{stbc} коэффициентов корреляции кода STBC;

N – количество передающих антенн;

r_{TX} – коэффициент пространственной корреляции между антеннами

Полученная матрица является корреляционной моделью канала для системы MISO с N передающими антеннами, для любых каналов передачи с релейскими замираниями, рассчитанными для каждой антенны, с учётом пространственной корреляции между антеннами r_{TX} , а также с учётом неортогональности (rSTBC) любого пространственно-временного кода STBC.

А также авторы оценили вероятность ошибки для нескольких частных случаев, а именно рассмотрели данную модель канала для 2-х, 4-х и 8-ми антенн, построив следующие графики.

Для 2-й антенной системы вероятность ошибки примет вид

$$P_{\text{ош2}} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1 + r_{\text{TX}}}{2r_{\text{TX}}} \sqrt{\frac{(1 + r_{\text{TX}})h_s^2}{(1 + r_{\text{TX}})h_s^2 + 4}} + \frac{1 - r_{\text{TX}}}{2r_{\text{TX}}} \sqrt{\frac{(1 - r_{\text{TX}})h_s^2}{(1 - r_{\text{TX}})h_s^2 + 4}} \right]. \quad (3.3.1)$$

Графики функций, построенных по формуле (3.3.1) (обозначены пунктирной линией на рисунке 3.6), показывают, что при росте пространственной корреляции наблюдается значительное ухудшение помехоустойчивости для системы MISO с двумя передающими антеннами.

Так, при вероятности ошибки 10^{-2} наблюдается проигрыш по отношению сигнал/шум на 2 дБ системы с коэффициентом пространственной корреляции $r_{TX} = 1$ по сравнению с системой с коэффициентом пространственной корреляции $r_{TX} = 0.5$. При той же вероятности ошибки уменьшение коэффициента пространственной корреляции с $r_{TX} = 0.5$ до $r_{TX} = 0$ наблюдается проигрыш по отношению сигнал/шум всего на 0.1 дБ.

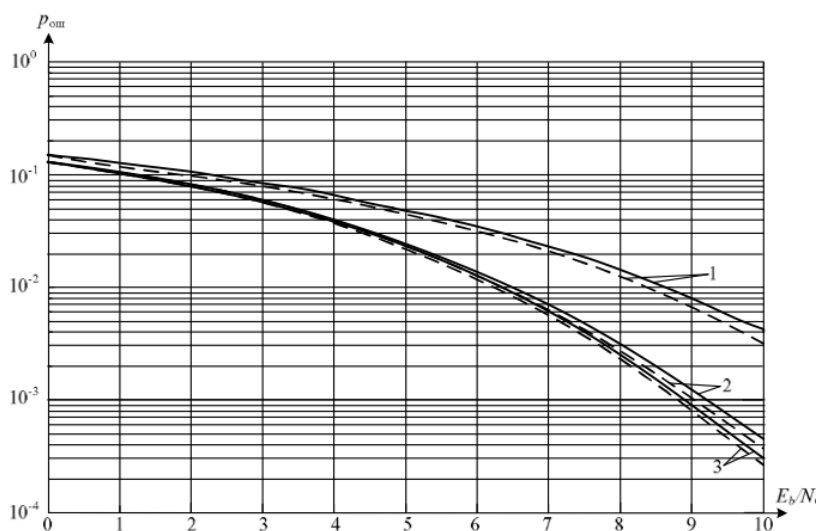


Рисунок 3.6 - Зависимость вероятности ошибки от E_b / N_0 для 2-х антенной системы MISO с кодом Аламоути при модуляции BPSK, для коэффициентов пространственной корреляции $r_{TX} = 1$ (кривые 1); 0.5 (кривые 2); 0 (кривые 3)

Для 4-х антенной системы (рисунок 3.7):

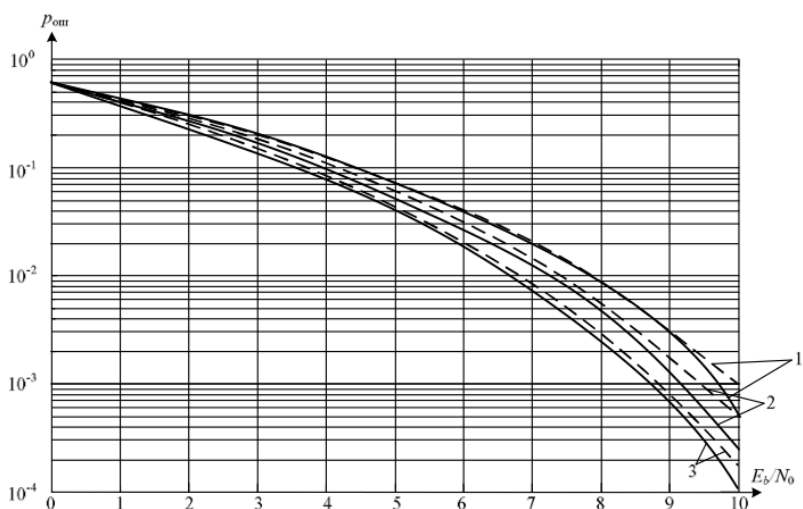


Рисунок 3.7 - Зависимость вероятности ошибки от E_b / N_0 для 4-х антенной системы MISO с квазиортогональным кодом, для коэффициентов пространственной корреляции $r_{TX} = 1$ (кривые 1); 0.5 (кривые 2); 0 (кривые 3) и коэффициента кодовой корреляции $r_{STBC} = 0.5$

В отличие от системы MISO с двумя передающими антеннами, в данном случае пространственная корреляция оказывает значительное влияние только для соседних антенн. При этом пространственно-временное кодирование, за счет более эффективного разнесения векторов сигнала между антеннами, который детектируется и обрабатывается на приеме, уменьшает проигрыш по отношению сигнал/шум системы с $r_{TX} = 1$ по сравнению с системой с $r_{TX} = 0.5$ с 2 дБ при двухантенной системе до 0.5 дБ при четырехантенной системе, при вероятности ошибки 10^{-2} .

Для 8-ми и более антенной системы (рисунок 3.8):

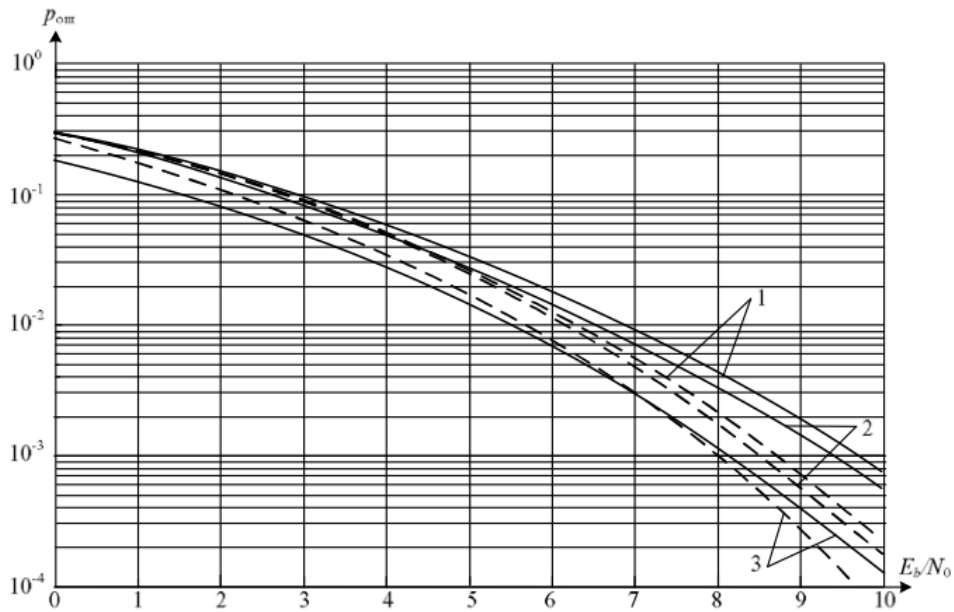


Рисунок 3.8 - Зависимость вероятности ошибки от E_b/N_0 для 8-ми антенной системы MISO с квазиортогональным кодом, для коэффициентов пространственной корреляции $r_{TX} = 1$ (кривые 1); 0.5 (кривые 2); 0 (кривые 3) и коэффициента кодовой корреляции $r_{STBC} = 0.5$

В случае с 8-ю передающими антеннами влияние пространственной корреляции удастся еще более уменьшить (по сравнению с 2- и 4- антенными системами) за счёт большого количества антенн и, соответственно, за счёт более эффективного разнесения векторов сигнала между антеннами, который детектируется и обрабатывается на приеме. Таким образом, графики помехоустойчивости системы при коэффициенте $r_{TX} = 1$ и коэффициенте $r_{TX} = 0.5$ отличаются на 0.1 дБ при вероятности ошибки 10^{-2} . Данный результат говорит о том, что увеличение количества антенн MISO-системы, использующей квазиортогональное кодирование, является эффективным методом борьбы с пространственной корреляцией.

Таким образом, получена универсальная корреляционная модель канала для системы MISO с N передающими антеннами, для любых каналов передачи с релеевскими замираниями h_i^2 , рассчитанными для каждой антенны, с учетом

пространственной корреляции между антеннами r_{TX} , а также с учетом неортогональности (r_{STBC}) любого пространственно-временного кода STBC. На основе полученной матрицы аналитически определены выражения для вероятности ошибки для 2-, 4- и 8-антенных систем [35].

3.4 Доплеровский сдвиг

Доплеровский сдвиг для каждого из путей поступления сигнала, как правило, различен. Воздействие на полученный сигнал, как правило, проявляется в виде доплеровского расширения переданной частоты сигнала, а не как сдвиг. Нужно помнить, что доплеровское расширение f_d и время когерентности T_0 обратно пропорциональны (с точностью до постоянного множителя), что позволяет записать следующее приблизительное соотношение между этими двумя параметрами.

$$T_0 = \frac{1}{f_d} \quad (3.4.1)$$

Поэтому доплеровское расширение f_d (или $1/T_0$) рассматривается как обычная *скорость замирания* в канале. Ранее T_0 определялся как ожидаемый интервал времени, в течение которого отклик канала на синусоиду существенно инвариантен. Если T_0 определять более точно, как интервал времени, в течение которого отклики канала на синусоиды имеют между собой корреляцию не менее 0,5, соотношение между T и f_d будет приблизительно следующим

$$T_0 = \frac{9}{16\pi f_d} \quad (3.4.2)$$

Известным эмпирическим правилом является определение T_0 через геометрическое среднее уравнений (3.4.1) и (3.4.2). Это приводит к следующему

$$T_0 = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0,423}{f_d} \quad (3.4.3)$$

Для мобильной радиосвязи на частоте 900 МГц, на рисунке 3.8 показано типичное влияние релеевского замирания на огибающую амплитуды сигнала в зависимости от времени. На рисунке показано, что расстояние, пройденное мобильным аппаратом за интервал времени, соответствующий двум соседним нулям (мелкомасштабное замирание), равно по порядку половине длины волны ($\lambda/2$). Таким образом, из рисунка 3.9 ясно, что время, требуемое для

прохождения расстояния $\lambda / 2$ (равное приблизительно времени когерентности) при движении с постоянной скоростью V , будет следующим

$$T_0 = \frac{\lambda/2}{V} = \frac{0,5}{f_d} \quad (3.4.4)$$



Рисунок 3.9 - Типичный профиль огибающей при релейском замирании на частоте 900 МГц.[36]

Таким образом, когда расстояние между периодами замирания приблизительно равно $\lambda/2$, как показано на рисунке 3.9, результирующее выражение для T_0 в уравнении (3.4.4) близко к геометрическому среднему, показанному в уравнении (3.4.3). Из уравнения (3.4.4), используя параметры, показанные на рисунке 3.9 (скорость — 120 км/ч, несущая частота — 900 МГц), можно получить, что время когерентности канала — приблизительно 5 мс, а доплеровское расширение (скорость замирания в канале) — приблизительно 100 Гц. Следовательно, если в этом примере представлен канал, по которому передается оцифрованная речь с типичной скоростью 10^4 символов/с, скорость замирания значительно меньше скорости передачи символов. При таких условиях канал будет проявлять эффекты медленного замирания. Нужно сказать, что если бы абсцисса на рис. 3.8 была проградуирована в единицах длины волны, а не в единицах времени, то отображенные характеристики замирания выглядели бы так же для любой радиочастоты и любой скорости движения антенны.

Категории ухудшения характеристик вследствие нестационарной природы канала, рассматриваемы в области доплеровского сдвига.

Говорят, что в канале имеет место быстрое замирание, если скорость передачи символов $1/T_s$, (приблизительно равная скорости передачи сигналов или ширине полосы частот W) меньше скорости замирания

$1/T_0$ (приблизительно равной fd), т.е. быстрое замирание характеризуется следующими соотношениями

$$W < fd \quad (3.4.5)$$

или

$$T_s > T_0 \quad (3.4.6)$$

Наоборот, в канале имеет место медленное замирание, если скорость передачи сигналов больше скорости замирания. Таким образом, чтобы избежать искажения сигнала, вызванного быстрым замиранием, нужно создать канал, который будет подвержен медленному замиранию, что обеспечивается за счет большей скорости передачи сигнала по сравнению со скоростью замирания

$$W > f_d \quad (3.4.7)$$

или

$$T_s < T_0 \quad (3.4.8)$$

Вследствие дисперсии сигнала ширина полосы когерентности f_0 устанавливает *верхний предел* скорости передачи сигналов, при которой отсутствует частотно-селективное искажение. Аналогично в уравнении (3.4.7) показано, что в результате доплеровского расширения скорость замирания в канале f_d устанавливает *нижний предел* скорости передачи сигнала, при которой отсутствует искажение, связанное с быстрым замиранием. Для систем связи высоких частот, если телетайпное сообщение или сообщение в азбуке Морзе было передано с низкой скоростью передачи данных, в каналах часто наблюдаются характерные особенности быстрого замирания. В то же время большинство современных наземных каналов мобильной радиосвязи чаще всего можно охарактеризовать как каналы с медленным замиранием.

Уравнений (3.4.7) и (3.4.8) недостаточно для описания желаемого поведения канала. Лучшим способом задания требований для избежания быстрого замирания было бы условие $W \gg f_d$ (или $T_s \ll T_0$). Если это условие не удовлетворено, то случайная частотная модуляция (frequency modulation — FM), вызванная переменными доплеровскими сдвигами, будет существенно ухудшать характеристики системы. Эффект Доплера приводит к частому появлению неустраняемых ошибок, которые нельзя компенсировать простым увеличением E_b/N_0 [37]. Это частое появление неустраняемых ошибок наиболее резко выражено во всевозможных схемах передачи, использующих модуляцию несущей фазы. Отдельный отраженный доплеровский путь (без рассеивающих элементов) регистрирует мгновенный сдвиг, традиционно вычисляемый как $f_d = V/\lambda$. Однако комбинация

отраженных и многолучевых компонентов порождает довольно сложную временную зависимость мгновенной частоты, которая может вызвать колебания частоты, сильно превышающие $\pm V/\lambda$ при восстановлении информации детектором мгновенной частоты (который является нелинейным устройством) [38]. На рисунке 3.10 показано, как это происходит. В результате движения переносного устройства в момент времени t/l отраженный вектор поворачивается на угол θ , в то время как суммарный вектор поворачивается на угол ϕ , который приблизительно в четыре раза больше θ . Скорость изменения фазы в момент времени, близкий к этому конкретному периоду замирания, приблизительно равна скорости изменения отраженной доплеровской фазы, умноженной на 4. Следовательно, сдвиг мгновенной частоты $d\phi/dt$ был бы в 4 раза больше отраженного доплеровского сдвига. Образование резких максимумов мгновенных сдвигов частот в моменты времени, близкие к сильному замиранию, подобно появлению "щелчков" или "пиков", характерных для сигнала FM. На рисунке 3.11 продемонстрирована серьезность этой проблемы. На рисунке показан график зависимости частоты появления однобитовых ошибок от E_b/N_0 для передачи сигнала $\pi/4$ с модуляцией DQPSK на частоте $f_0 = 850$ МГц для различных моделируемых скоростей переносного устройства [39]. Должно быть ясно, что при высоких скоростях кривая характеристики спускается до уровня частоты появления ошибок, который может быть недопустимо высок. В идеале, когерентный демодулятор, который захватывает и отслеживает информационный сигнал, должен был бы гасить влияние такого шума частотной модуляции, таким образом, исключая влияние доплеровского сдвига. Однако при больших значениях fd восстановление несущей реализовать сложно, поскольку нужно построить очень широкополосные (по отношению к скорости передачи данных) схемы фазовой автоподстройки частоты (phase-lock loop — PLL, ФАПЧ). Для приложений речевой связи с частотой появления ошибок в интервале от 10^{-3} до 10^{-4} учитывается большое значение доплеровского сдвига, которое считается равным по порядку величине $0,01 \times W$. Следовательно, во избежание искажений, вызванных быстрым замиранием, и частого появления неустраняемых ошибок, вызванных эффектом Доплера, скорость передачи сигнала должна превышать скорость замирания в 100-200 раз [40]. Точное значение зависит от типа модуляции сигнала, строения приемника и требуемой частоты появления ошибок. Девериан (Davarian) [41] показал, что система, отслеживающая частоту, может посредством дифференциальной манипуляции с минимальным сдвигом (differential minimum-shift keying — DMSK) снизить (но не устранить) частоту появления неустраняемых ошибок в мобильных системах связи.

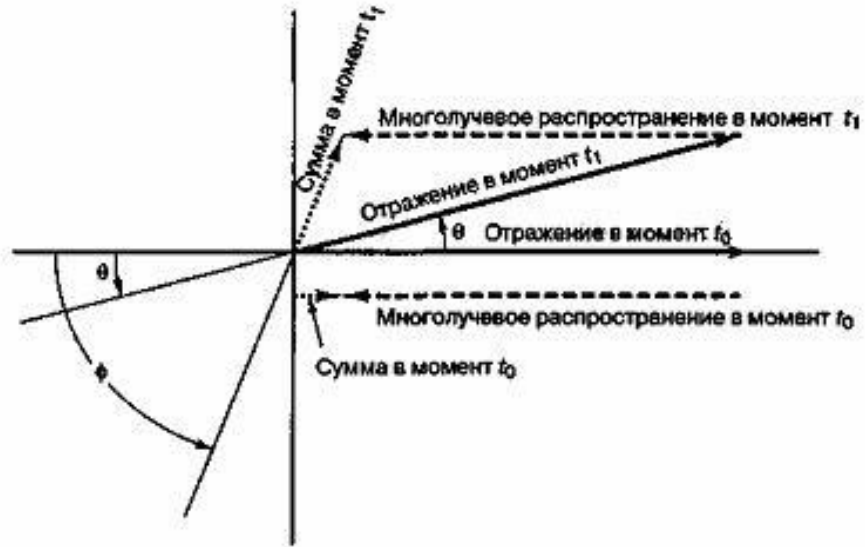


Рисунок 3.10 – Комбинация отраженного и многолучевого компонентов может давать большее колебание частоты, чем $\pm v/\lambda$ [38].

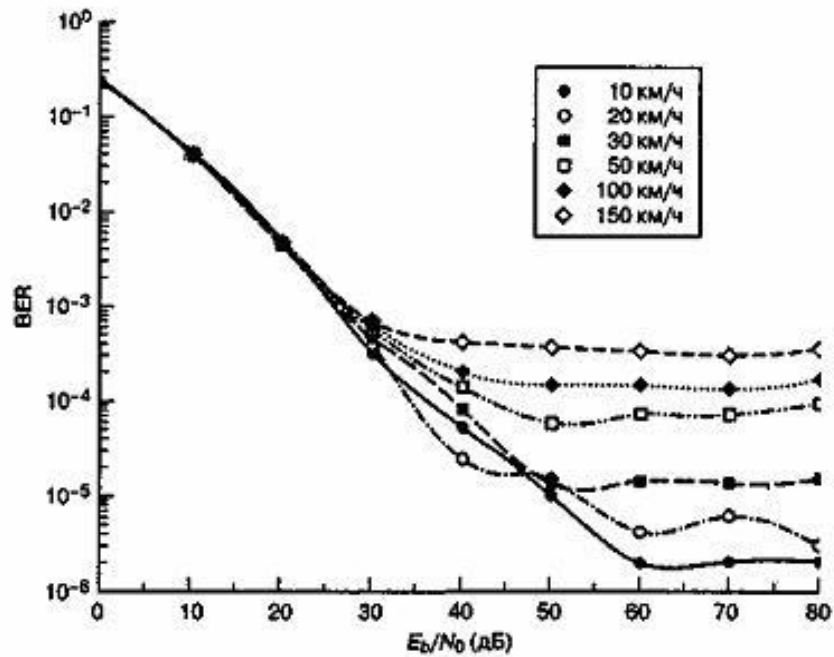


Рисунок 3.11 – Зависимость вероятности частоты появления ошибки от E_b/N_0 для схемы $\pi/4$ DQPSK при разных скоростях движения: $f_c = 850$ МГц, $R_s = 24 \times 10^3$ символов/с [39]

4 Реализация методов борьбы с затуханием и замиранием в канале связи

4.1 Модели каналов с затуханием

Многолучевые замирания в канале возникают по причине того, что сигнал на своем пути отражается, рассеивается, огибает препятствия и следовательно приходит к приемнику с некоторыми задержками. Такой тип канала относительно быстрый и следовательно отвечает за краткосрочные сигналы. В зависимости от характера окружающей среды распространения радиоволн, существуют различные модели, описывающие статистическое поведение многолучевого канала. Каналы Рэлея и Райса являются наиболее часто используемыми статистическими моделями для представления мелкогмасштабного замирания.

4.1.1 Канал Релея

Рэлеевское распределение является наиболее широко используемой для описания распределения полученного значения огибающей. Рэлеевское модель канала замирания предполагает, что все компоненты, входящие в состав полученного сигнала отражаются или рассеиваются, то есть переданный сигнал не проходит прямой путь от передатчика к приемнику (рисунок 4.1) [42].

Рэлеевское распределение обычно используется для описания полученного сигнала, характеристики которого изменяются во времени, или отдельного элемента многолучевого распространения. В многолучевом Рэлеевском канале возбуждается некая амплитуда, которая подчиняется закону Рэлеевского распространения.

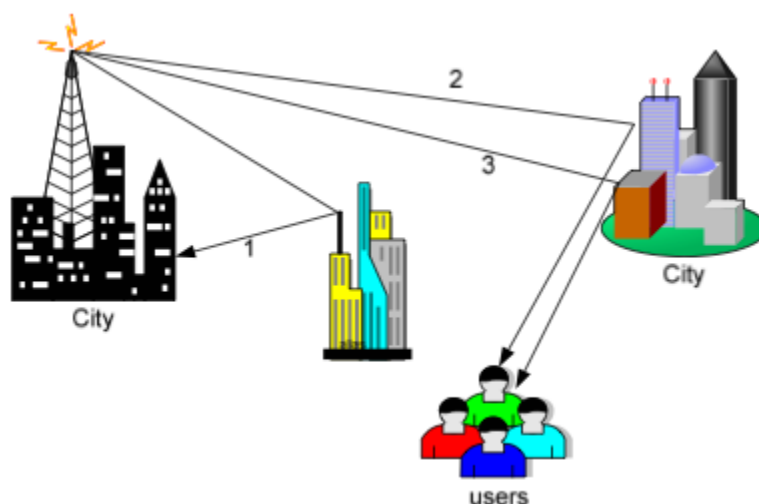


Рисунок 4.1 – Канал Релея

Когда импульсная характеристика канала моделируется гауссовским процессом, сигнал все равно по Релевскому закону. Релевское распределение для полученных отраженных сигналов $z(t) = x(t)$ принимает вид

$$p_z(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (x \geq 0) \quad (4.1)$$

где $E\{x^2\} = 2\sigma^2 \quad x \geq 0$, (4.2)

где σ - среднеквадратичное значение напряжения сигнала;
 σ^2 – среднее значение мощности принимаемого сигнала.

Хорошо известно, что огибающая, состоящая из суммы двух сигналов Гауссовского шума, описывается распределением Релея. Такое распределение может быть описано следующим образом:

- представляет худший тип канала, так как мы не можем учесть прямую видимость сигнала (Line-of-Sight (LOS));
 - вызвано Гауссовским шумом с Доплеровским сдвигом;
 - мощность сигнала распределена экспоненциально.
- Это самая используемая модель сигнала в беспроводной системе.

4.1.2 Канал Райса

В среде на клеточном уровне помимо отраженных сигналов между передатчиком и приемником существует и доминирующий сигнал прямой видимости (LOS) [43]. В таком случае отраженный сигнал, подвергшийся затуханию, накладывается на сигнал, проходящий по пути прямой видимости. Амплитуда результирующего сигнала подчиняется закону распределения Райса с соотношением прямой видимости и отраженных сигналов, обозначенных коэффициентом Райса K . Райсовское замирание вызвано доплеровским сдвигом, Гауссовским распределением и прямой видимостью от антенны T_x до антенны R_x . Канал Райса изображен на рисунке 4.2

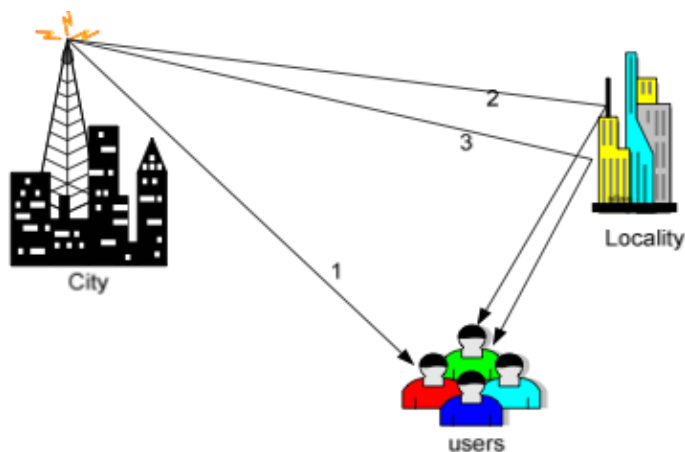


Рисунок 4.2 – Канал Райса

Прямой путь 1 между антеннами значительно повышает уровень напряженности поля на приемной стороне. На этот путь может оказать влияние только эффект Доплера. Помимо сигнала, проходящего по прямой видимости, в точку приема приходят и отраженные сигналы. На выходе детектора, добавляется ток в многолучевом канале связи. Эффект появления прямого сигнала с отраженными сигналами способствовал использованию распределения Райса. Поскольку прямой сигнал ослабевает, отраженный сигнал напоминает шум, который подчиняется Релеевскому распределению. Таким образом канал Райса перевоплощается в канал Релея, как только исчезает сигнал прямой видимости.

Импульсная характеристика канала будет иметь нулевое значение, если в канале существуют фиксированные отражатели и рассеиватели сигнала. Такой канал называется каналом Райса. Для многолучевого канала с отраженными сигналами и прямой видимостью результирующий сигнал на входе приемника описывается Райсовским распределением

$$p_z(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{(x^2+A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ax}{\sigma^2}\right) & \text{for } (A \geq 0, x \geq 0) \\ 0 & \text{for } (x < 0) \end{cases} \quad (4.3)$$

где A - максимальная амплитуда прямого сигнала
 I_0 - нулевой порядок функции Бесселя первого рода

Распределение Райса часто описывается параметром K , фактором Райса, который соответствует отношению мощности сигнала прямой видимости к мощности отраженного сигнала.

4.2 Разработка имитационной модели канала для экспериментальной оценки эффективности канала

Для реализации методов борьбы с различными проблемами, возникающие при прохождении сигнала через канал радиосвязи, первым делом необходимо построить модель канала (рисунок 4.3). Для моделирования такого канала в данной работе использовался язык программы Matlab (Приложение А).

Таким образом, нам необходимо провести исследование, проанализировав влияние на поведение многолучевого канала следующих характеристик: доплеровское смещение, переотражение, затухание сигнала, задержки. Результатом поставленной цели послужит вероятность возникновения ошибок.

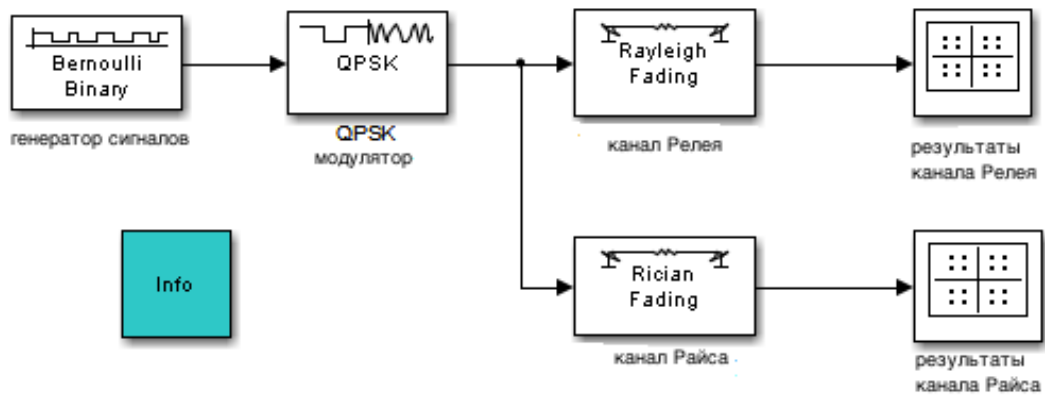


Рисунок 4.3 – Модель многолучевых каналов Релея и Райса

По этой причине на смоделированных каналах Релея и Райса (рисунок 4.3) проведем некоторые наблюдения за одной из важных характеристик многолучевого канала связи – зависимости BER (вероятности появления ошибки) от E_s/N_0 (отношения сигнал/шум), изменяя такие параметры, как скорость передачи, количества антенн и каналов, и для Райсовского канала – К фактора. Проход сигнала по каналу построен по алгоритму, запрограммированном на языке Matlab (Приложение Б).

Расчетная характеристика BER вычисляется по формуле:

$$P_{b_{DBPSK}} = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right) \quad (4.4)$$

Для формирования моделей каналов в среде Matlab необходимо использовать следующие функции: `awgn` – для аддитивного канала Гаусса, `ricianchan` и `rayleighchan` – для каналов Райса и Релея соответственно.

Канал Райса характеризуется следующим набором дополнительных параметров: замирания, частота доплеровского смещения, коэффициент Райса отношения мощностей в лучах, а так же затуханиями. Для канала Релея характерны те же эффекты, что и в канале Райса, но отличием этих каналов является отсутствие прямого луча от передатчика к приемнику.

Эффект Доплера возникает при относительном перемещении приемника и передатчика или при перемещении объектов на пути распространения сигнала. Поскольку рассматриваемый стандарт предназначен для передачи сигналов внутри помещения, в канале Райса частоту доплеровского смещения можно задать $f_d = 11$ Гц, что соответствует скорости приемника 5 км/ч на несущей частоте 2.4 ГГц.

Значения величин ослабления и задержки при распространении сигналов в многолучевых каналах были взяты из работы [44], в частности Модель В – открытое пространство или большое офисное пространство, отсутствие прямой видимости, среднеквадратическая задержка 100 нс.

Исходные параметры:

Для канала Райса:

$f_d=11$ Гц; $K=20$;

$\tau_i=[0 \ 10 \ 20 \ 30 \ 40]$ (нс); $\alpha_i=[0 \ -5.4 \ -10.8 \ -16.2 \ -21.7]$ (Дб)

Для канала Релея:

$f_d=11$ Гц;

$\tau_i=[10 \ 20 \ 30 \ 40]$ (нс); $\alpha_i=[-5.4 \ -10.8 \ -16.2 \ -21.7]$ (Дб)

N (количество передаваемой информации) = 50000 бит

P (мощность сигнала) = 1 Ватт.

4.2.1 Помехоустойчивость каналов Релея и Райса при изменении скорости передачи и райсовского фактора K

Данные результаты иллюстрируют помехоустойчивость сигнала в многолучевых каналах для больших помещений или открытых пространств. Частота доплеровского смещения в пределах 120 Гц не имеет большого влияния на характеристику BER. Различие характеристик каналов Райса и Релея (рисунок 4.4 и рисунок 4.5) обусловлено отсутствием прямого луча в канале Релея от передатчика к приемнику.

Характеристика помехоустойчивости в зависимости от коэффициента K (коэффициент Райса) для канала Райса: (рисунок 4.6). Из данной характеристики видно, что при увеличении отношения мощности основного к мощности отраженных лучей характеристика улучшается. При $K=0$ прямого луча не существует, принимаются только отраженные лучи, что соответствует характеристике канала Релея.

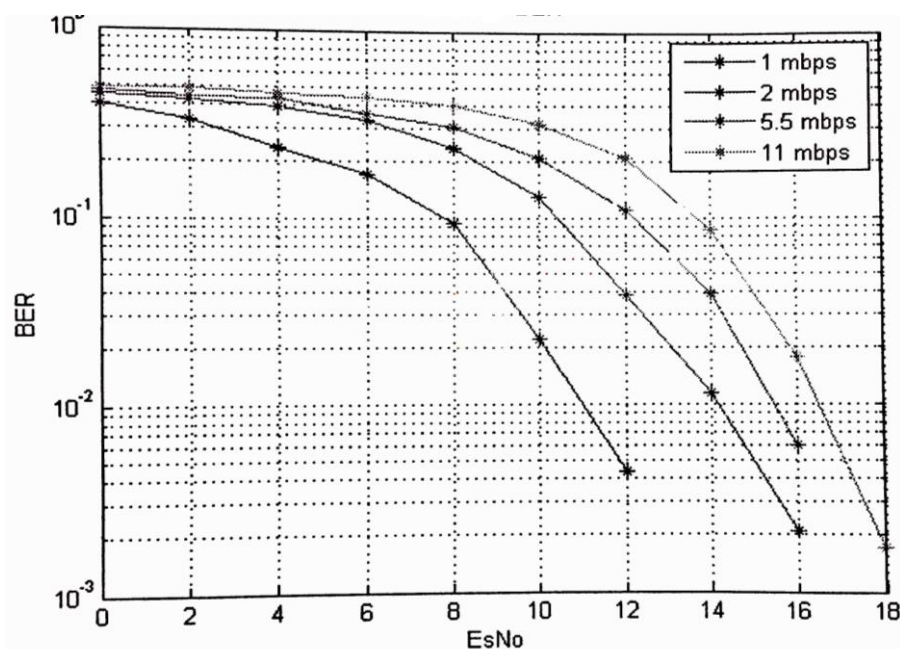


Рисунок 4.4 – Характеристика помехоустойчивости для канала Райса

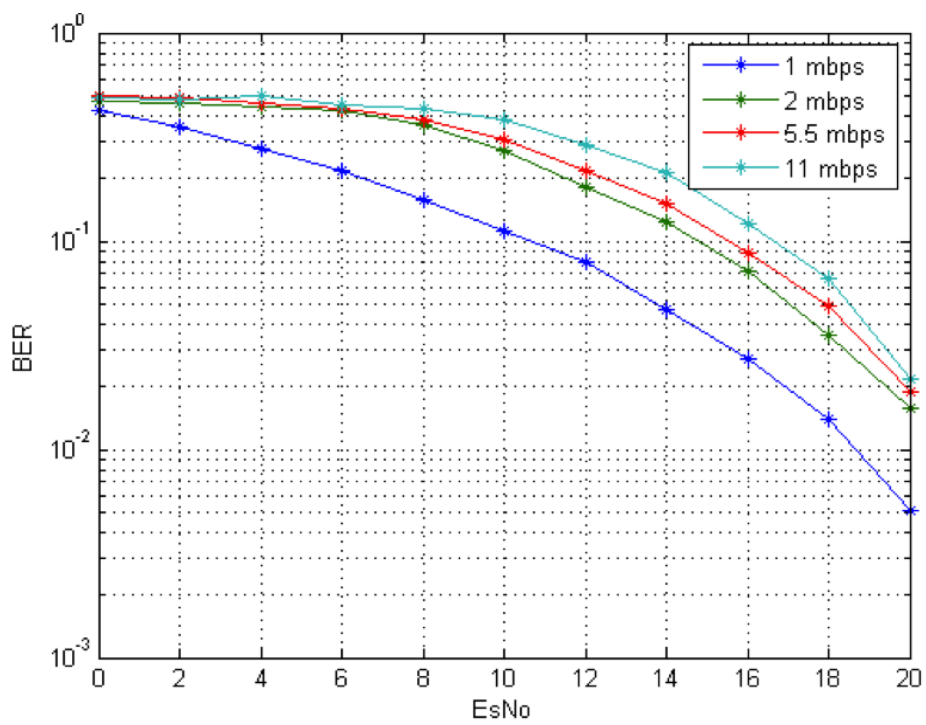


Рисунок 4.5 – Характеристика помехоустойчивости для канала Релея

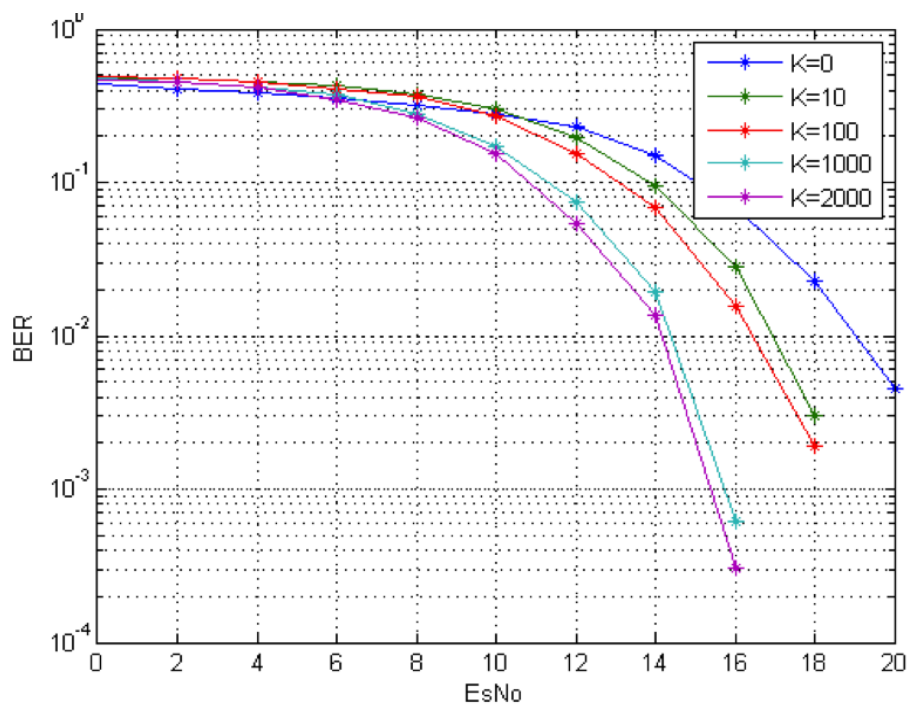


Рисунок 4.6 – Зависимость характеристики BER от коэффициента K в канале Райса

4.2.2 Моделирование Релевского канала

Далее мы оценим помехоустойчивость каналов при изменении количества антенн и внесением различных помех. Результаты моделирования показаны на приведенных рисунках 4.6 и 4.7 для различных значений M (количество антенн) и $L = 6, L = 18$ (количество помех в канале).

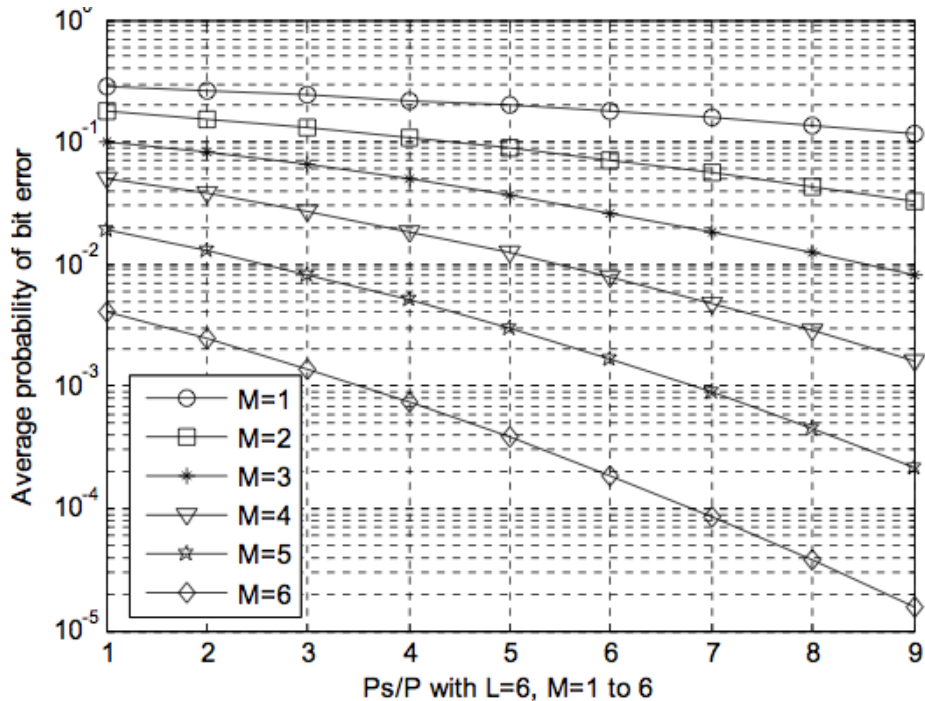


Рисунок 4.7 – Эффективность канала Релея для $M=6, L=6$

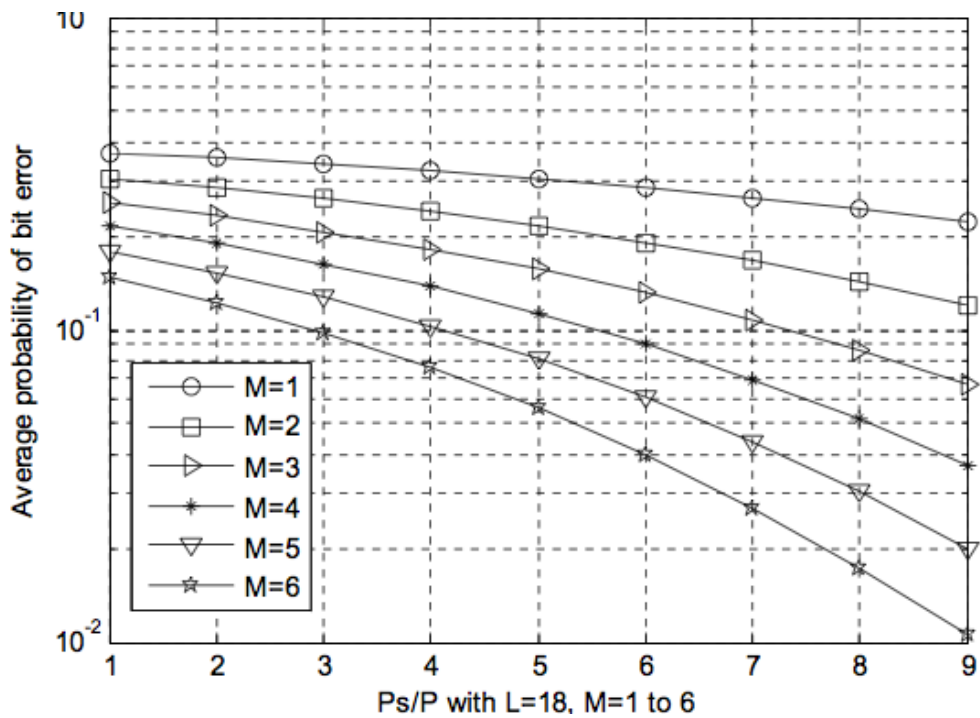


Рисунок 4.8 - Эффективность канала Релея для $M=6, L=18$

Рисунок 4.7 показывает объединенный участок для релейского замирания. Также иллюстрируется воздействие на отношение сигнал/шум изменение количества антенных элементов при 6 канальных помех. С увеличением количества антенн уменьшается вероятность появления ошибки, а такое явление в свою очередь приводит к увеличению производительности системы. Рисунок 4.8 изображает ту же картину что и рисунок 4.7, только для $L = 18$ канальных помех.

В таблицы 4.1 и 4.2 занесены расчеты вероятности появления ошибок, при отношении сигнал/шум 5 дБ

Таблица 4.1 – Расчет BER при $L=6$ и $SNR=5$ дБ для Релеевского канала

Порядковый номер	Количество антенн, М	BER, при $L=6$, $SNR=5$ дБ
1	$M=1$	0,1986
2	$M=2$	0,0893
3	$M=3$	0,0365
4	$M=4$	0,0122
5	$M=5$	0,0030
6	$M=6$	0,0004

Таблица 4.2 - Расчет BER при $L=18$ и $SNR=5$ дБ для Релеевского канала

Порядковый номер	Количество антенн, М	BER, при $L=18$, $SNR=5$ дБ
1	$M=1$	0,3038
2	$M=2$	0,2151
3	$M=3$	0,1559
4	$M=4$	0,1127
5	$M=5$	0,0803
6	$M=6$	0,0560

Из таблицы 4.1 и 4.2 можно сделать вывод, что BER снижается с увеличением количества антенных элементов при $SNR= 5$ дБ, с 6 и 18 лучами интерференции соответственно, таким образом, производительность системы будет улучшена.

Теперь в таблицы 4.3 и 4.4 занесем результаты расчета SNR для заданного BER при $L = 6$ и $L = 18$ соответственно

Таблица 4.3 - Отношение сигнал/шум для Релеевского канала при $L=6$, $BER < 10^{-1}$

Порядковый номер	Количество антенн, М	SNR, при $L=6$, $BER < 10^{-1}$
1	$M=2$	1дБ
2	$M=3$	2дБ
3	$M=4$	4дБ

Таблица 4.4 – Отношение сигнал шум для Релеевского канала при $L=18$, $BER < 10^{-1}$

Порядковый номер	Количество антенн, М	SNR, при $L=18$, $BER < 10^{-1}$
1	$M=3$	7дБ
2	$M=5$	4дБ
3	$M=6$	3дБ

Из таблицы 4.3, можно сделать вывод, что для $L = 6$, $BER \leq 10^{-1}$ система из 4-х антенн самой выгодной, так как отношение сигнал/шум является максимальным.

Из таблицы 4.4, можно сделать вывод, что для $L = 18$, $BER \leq 10^{-1}$, система из 6 антенн требует меньше энергии на 1 дБ по сравнению с системой из 5 антенн (4 дБ) и меньше энергии по сравнению с системой из 3 антенн.

4.2.3 Модлирование Райсовского канала

Аналогично анализируем эффективность канала Райса (рисунок 4.9 и рисунок 4.10)

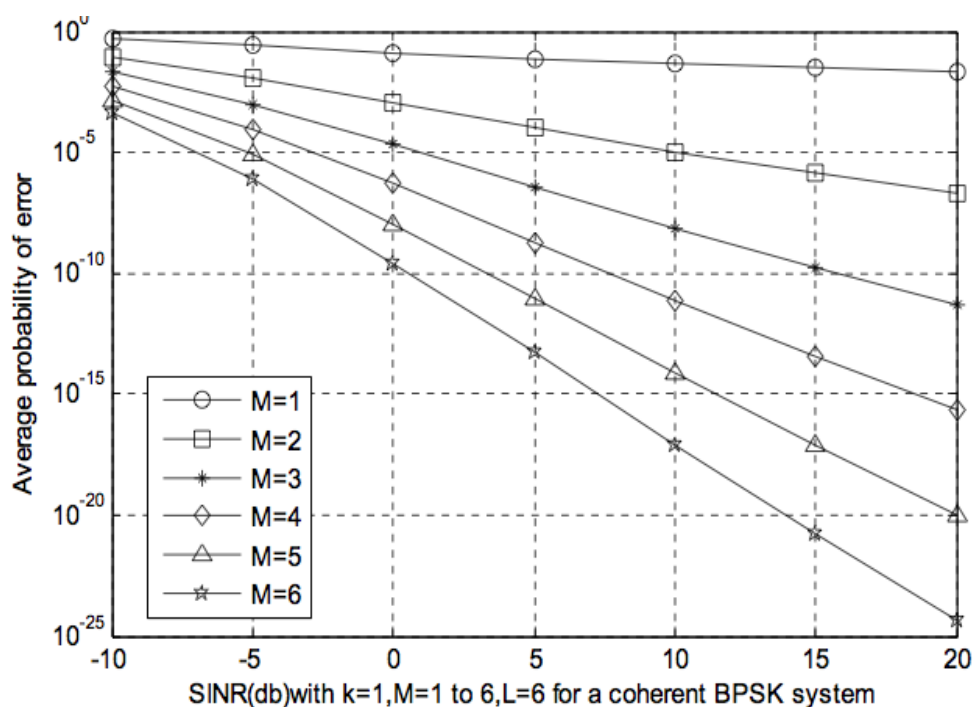


Рисунок 4.9 – Эффективность канала Райса с $M=1-6$, $L=6$, $k=1$

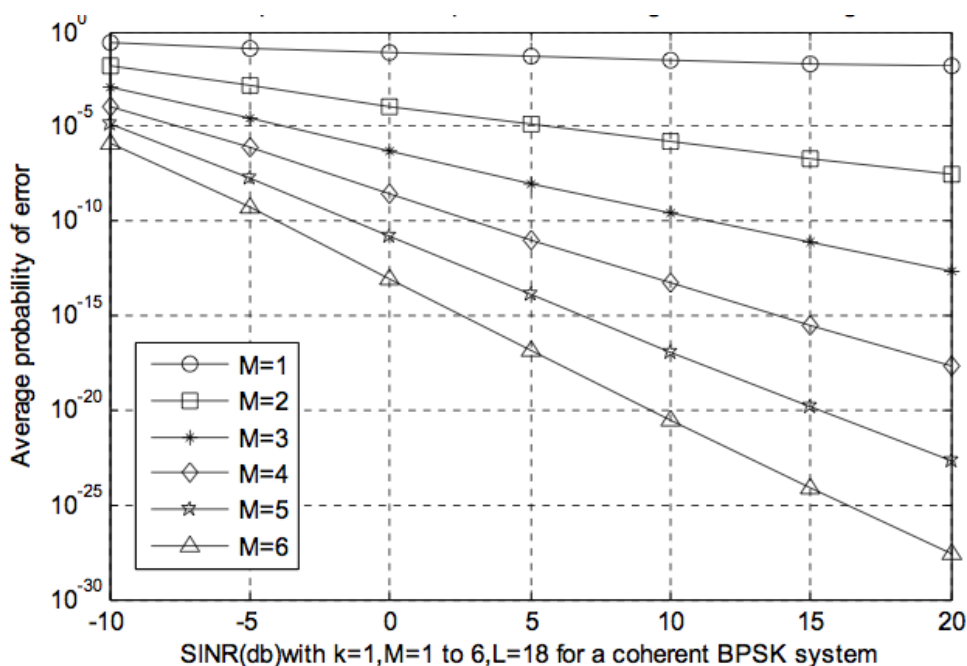


Рисунок 4.10 – Эффективность канала Райса с $M=1-6$, $L=18$, $k=1$

Рисунки 4.9 - 4.10 иллюстрируют канал Райса, а именно зависимость BER от SNR для нескольких канальных помех $L=6$ и $L=18$ соответственно, также при увеличении количества антенн уменьшается BER, что в свою очередь ведет к повышению эффективности системы. Эти же наблюдения и расчеты занесены в таблицы 4.5 - 4.6

Таблица 4.5 – BER для Райсовского канала при $L=6$, $SNR=5$ дБ

Порядковый номер	Номер антенны, M	BER, при $L=6$, $SNR=5$ дБ
1	M=1	0,0750
2	M=2	0,0001
3	M=3	0,0000
4	M=4	0,0000
5	M=5	0,0000
6	M=6	0,0000

Таблица 4.6 - BER для Райсовского канала при $L=18$, $SNR=5$ дБ

Порядковый номер	Номер антенны, M	BER, при $L=6$, $SNR=5$ дБ
1	M=1	0,0479
2	M=2	0,0000
3	M=3	0,0000
4	M=4	0,0000

Продолжение таблицы 4.6

5	M=5	0,0000
6	M=6	0,0000

В таблицы 4.7 - 4.8 занесем расчеты отношения сигнал/шум для заданного BER и интерференции L=6 и L=18 соответственно

Таблица 4.7 – SNR для Райсовского канала при L=6, BER10^{-1}

Порядковый номер	Номер антенны, M	SNR, при L=6, BER10^{-1}
1	M=1	15дБ
2	M=2	-10дБ

Таблица 4.8 - SNR для Райсовского канала при L=18, BER10^{-1}

Порядковый номер	Номер антенны, M	SNR, при L=18, BER10^{-1}
1	M=1	20дБ
2	M=2	-10дБ

4.2.4 Построение графического пользовательского интерфейса GUI

В дальнейшем для более упрощенного использования программы Matlab можно построить графический пользовательский интерфейс GUI (Grafical user interface) многолучевого канала связи, указанном на рисунке 4.11. Поэтапное построение программирование GUI описано в Приложениях В и Г.

При помощи построенного интерфейса мы построили графики зависимости BER от SNR: теоретический и моделированный. Как видно из рисунка 4.12 моделированная зависимость близка к теоретической.

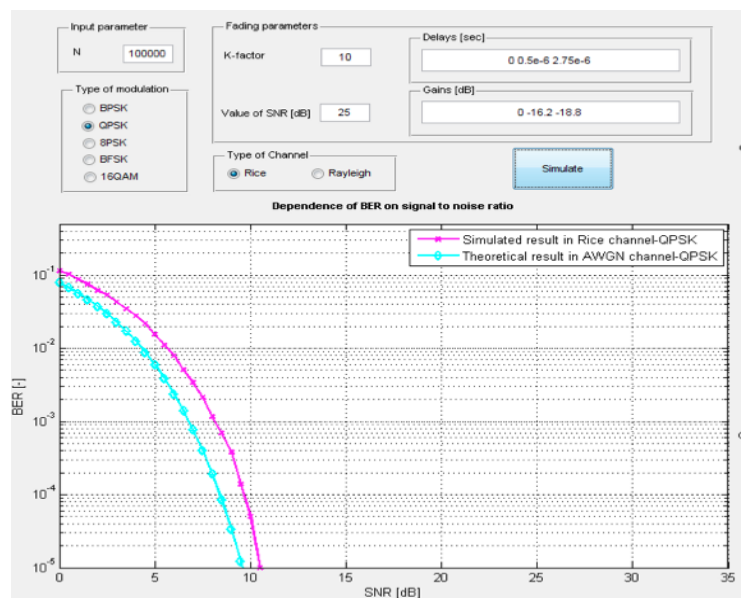


Рисунок 4.11 – рабочее окно GUI многолучевого канала

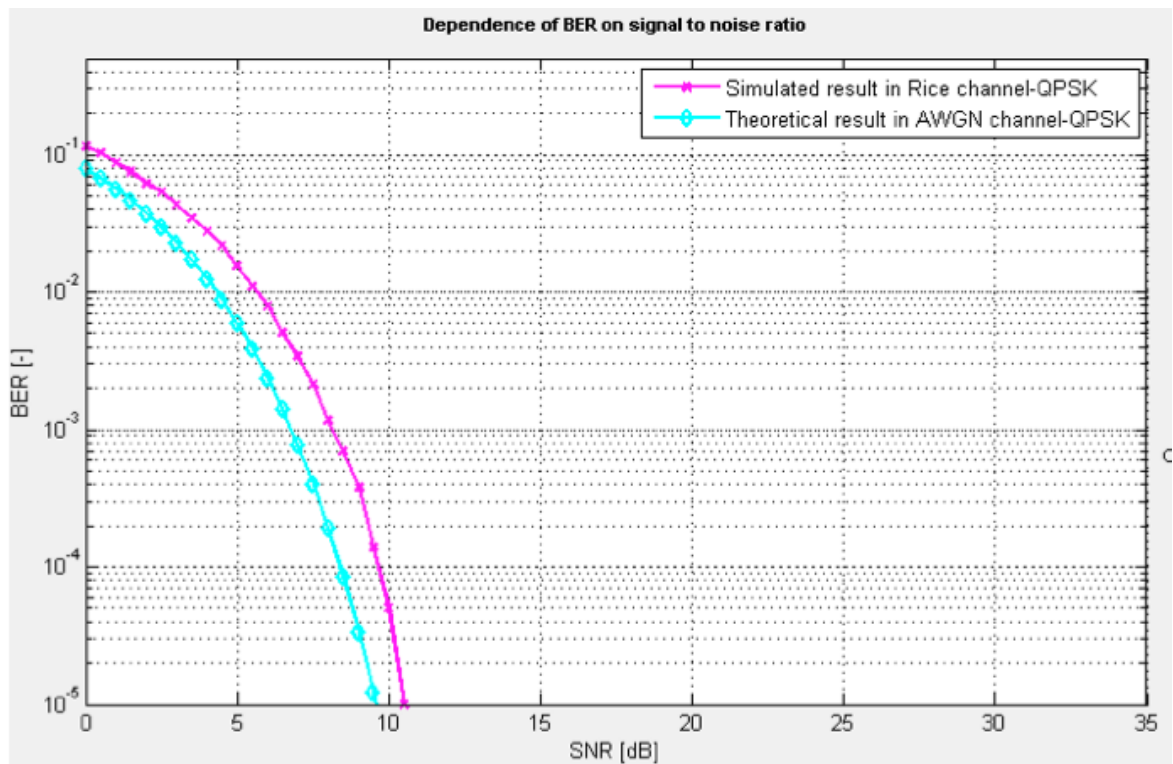


Рисунок 4.12 – Сравнение теоретического и эмперического графиков зависимости BER от SNR

Вывод проделанного экпериментального анализа:

а). Описаны основные факторы, которые влияют на производительность систем мобильной связи. Основной причиной этих дефектов - многолучевое распространение. Чтобы уменьшить эти недостатки используем распределения Рэля и Райса.

б). Разработана имитационная модель канала системы LTE, содержащая все основные функциональные блоки реального канала системы, позволившая экспериментально оценить эффективность предложенных моделей, разработано также программное обеспечение для системы Matlab. Данные имитационные модели обеспечили возможность получения количественных оценок эффективности выбранных параметров каналов.

в). Сделан вывод из результатов моделирования, что BER снижается с увеличением числа антенн, также для канала Райса при увеличении К фактора также можно наблюдать уменьшение BER.

Заключение

Таким образом в данной диссертации предоставлены основные понятия LTE, его структурная схема и технические характеристики. Также изложены основные теоретические моменты антенн технологии ММО.

В заключении можно отметить, что в данной диссертации были рассмотрены все проблемы, возникающие в канале связи при распространении сигнала. Рассмотрены каналы многолучевой системы, в которых сигнал на входе приемника суммируется всеми отраженными сигналами и сигналами прямой видимости, если такие имеются. Также детально изучены методы борьбы с такими проблемами, как замирание затухание и другие помехи.

Выведена универсальная и усовершенствованная математическая модель канала связи для ММО систем, которая учитывает многолучевость канала и структуру принимающей антенны.

Таким образом, разработаны меры повышения эффективности работы канала связи стандарта LTE. Более того смоделирована имитационная модель канала системы LTE для экспериментальной оценки эффективности выбранных каналов.

Разработана имитационная модель канала системы LTE, содержащая все основные функциональные блоки реального канала системы, позволившая экспериментально оценить эффективность предложенных моделей разработано также программное обеспечение для системы Matlab. Данные имитационные модели обеспечили возможность получения количественных оценок эффективности выбранных параметров каналов.

Список литературы

1. В.О. Тихвинский, В.Я.Архипкин. LTE world summit - 2013: На пути к 5G, журнал «Электросвязь», выпуск №7, 2013, стр. 35.
2. Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Юрчук А.Б. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура. – М.: Эко-Трендз, 2010. – 284с.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1114 с.
4. Telatar I. E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels // Eur. Trans. Tel. – 1999. – Vol. 10, N. 6. – P. 585–595.
5. Foschini G. J., Gans M. J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas // Wireless Personal Communications. – 1998. – Vol. 6, N. 3. – P. 311–335.
6. Standard IEEE P802.11n/D11.0. – IEEE, June 2009.
7. В.М. Вишневецкий, С.Л. Партной, И.В. Шахнович Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G. –Москва, 2009, 12с., 263-280 с.
8. 4G. Аналитический обзор ERICSSON. – Ericsson, апрель 2011, 3с.
9. 3GPP TS 25.301 V6.4.0 Radio Interface Protocol Architecture.
10. 3GPP TR 23.882. 3GPP System Architecture Evolution: Report on Technical Options and Conclusions (Release 8). – 3GPP, 06.2008.
11. R.Becker. LTE and the Evolution to 4G Wireless Designand Measurements Challenges. – Agilent’s Book. June 2009.
12. MIMO Transmission Schemes for LTE and HSPA Networks. 3G Americas.June,2009.
13. L.Schumacher, L. T. Berger, J.Ramiro-Mareno. Recept Advanced in Propagation Characterisation and Multiple-Antenna Processing in 3GPP Framework. – Center for person Communication, Aalborg University.2003
14. Ермолтаев В.Т., Хоряев А.В., Масленников Р.О. Подавление перекрестных помех и эквализации в MIMO-системах связи//Вестник ННГУ им. Н.И. Лобачевского. – 2002.
15. A.Abdulla. Charakterization of MIMO Channel Capasity in Urban Microcellular Enviroment. Technical report T55. – Helsinki University of Technology Communications Laboratory.2007
16. Системы MIMO: Принципы построения и обработки сигналов. – ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес, - 2005. - №8.
17. 3GPP TS 36.300 v.8.10.0 (2009-09). Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Over description; Stage 2. - Technical Specification (Release 8). 2009.
18. В.Г. Скрынников, Радиоподсистемы UMTS/LTE. Теория и практика. М.: Издательство «Спорт и Культура». 2012. -864с.
19. Б. Уидроу, С. Стирнз. Адаптивная обработка сигналов / Пер. с англ. под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 1989
20. Anil M. Rao. HSPA+: Extending the HSPA Roadmap. – Alcatel-Lucent. Mobile Broadband Americas. 2007.

21. A. Abdulla. Characterization of MIMO Channel Capacity in Urban Microcellular Environment. Technical report T55. – Helsinki University of Technology Communications Laboratory. 2007
22. Весоловский К. Системы подвижной радиосвязи: пер. с польск. И.Д.Рудинского; под.ред. А.И.Ледовского. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 536с.
23. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учеб. пособие. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392с.
24. Системы мобильной связи: учеб. пособие для ВУЗов / В.П. Ипатов, В.К. Орлов, И.М. Самойлов, В.Н. Смирнов; под.ред. В.П. Ипатова. – М.: Горячая линия-Телеком, 2003. – 272с.
25. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в системах мобильной радиосвязи (Электронное методическое пособие), Нижний Новгород 2010.
26. В.Ю. Бабков, И.А. Цикин. Сотовые системы мобильной радиосвязи: учеб. пособие. 2-е изд., перераб. И доп. – СПб.:БВХ-Петербург, 2013. – 432 с. стр.40-41.
27. Gesbert D., Shafi M., Shiu D., Smith P., Naguib A. From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space – Time Coded Wireless Systems // IEEE Journal on selected areas in communications. – 2003. – Vol. SAC - 21, No.3. – P. 281–302.
28. Ибраимова А.К, Чайко Е.В. Анализ эффективности канала связи LTE стандарта. Сборник научных трудов. Энергетика, радиотехника, электроника и связь. Радиотехника, электроника и телекоммуникации, часть 3, - Алматы, 2013, 13-18 с.
29. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. Справочник. – М.: Радио и связь, 1981. – 232 с.
30. Asad Mehmood, Waqas Aslam Cheema. CHANNEL ESTIMATION FOR LTE DOWNLINK. September,2009, p.21-23.
31. S.O. Rice. Mathematical analysis of random noise//Bell System Technical Journal, vol. 23, p.282-332, July 1944.
32. 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.
33. G.D. Durgin and T.S. Rappaport. A basic relationship between multipath angular spread and narrowband fading in a wireless channel//IEEE Electronics Letters, vol. 34, no. 25, p.2431- 2432.
34. 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, vol. VT-20, no. 4, p.81-91.
35. Р.С. Тимощук, В.И. Носов. Исследование пространственно-временной корреляционной модели для радиосистем с разносом передачи.

Вестник СибГУТИ. 2012. No 4

36. Rappaport T. S. Wireless Communications. Chapter 4, Prentice-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1996.)
37. Bello, P. A. and Nelin, B. D., "The Influence of Fading Spectrum on the Binary Error Probabilities of Incoherent and Differentially Coherent Matched Filter Receivers," IRE Transactions on Commun. Syst., vol. CS-10, June, 1962, pp. 160-68
38. Amoroso F. Instantaneous Frequency Effects in a Doppler Scattering Environment. IEEE International Conference on Communications, June, 7-10, 1987, pp. 1458-1466.
39. Fung V., Rappaport T. S. and Thoma B. Bit-Error Simulation for $\pi/4$ DQPSK Mobile Radio Communication Using Two-Ray and Measurement-Base Impulse Response Models. IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 11, n. 3, April, 1993, pp. 393-405
40. Bateman A. J. and McGeehan J. P. Data Transmission over UHF Fading Mobile Radio Channels. IEEE Proceedings, vol. 131, Pt. F, n. 4, July, 1984, pp. 364-374.
41. Davarian F., Simon M. and Sumida J. OMSK: A Practical 2400-bps Receiver for the Mobile Satellite Service. Jet Propulsion Laboratory Publication 85-51 (MSAT-X Report No. III), June, 15, 1985.
42. Mr. Rajesh khanna, Mr. Jagpal Singh Ubhi. BER Performance of Optimum Combining with BPSK Modulation in Multipath Fading Environments, India, 2006.
43. T. S. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice- Hall PTR, NJ, 1996.
44. «TGn Channel models», Vinko Erceg, Laurent Schumacher, 2004г. 45с.

Приложение А

Построение многолучевого канала связи в программе Matlab

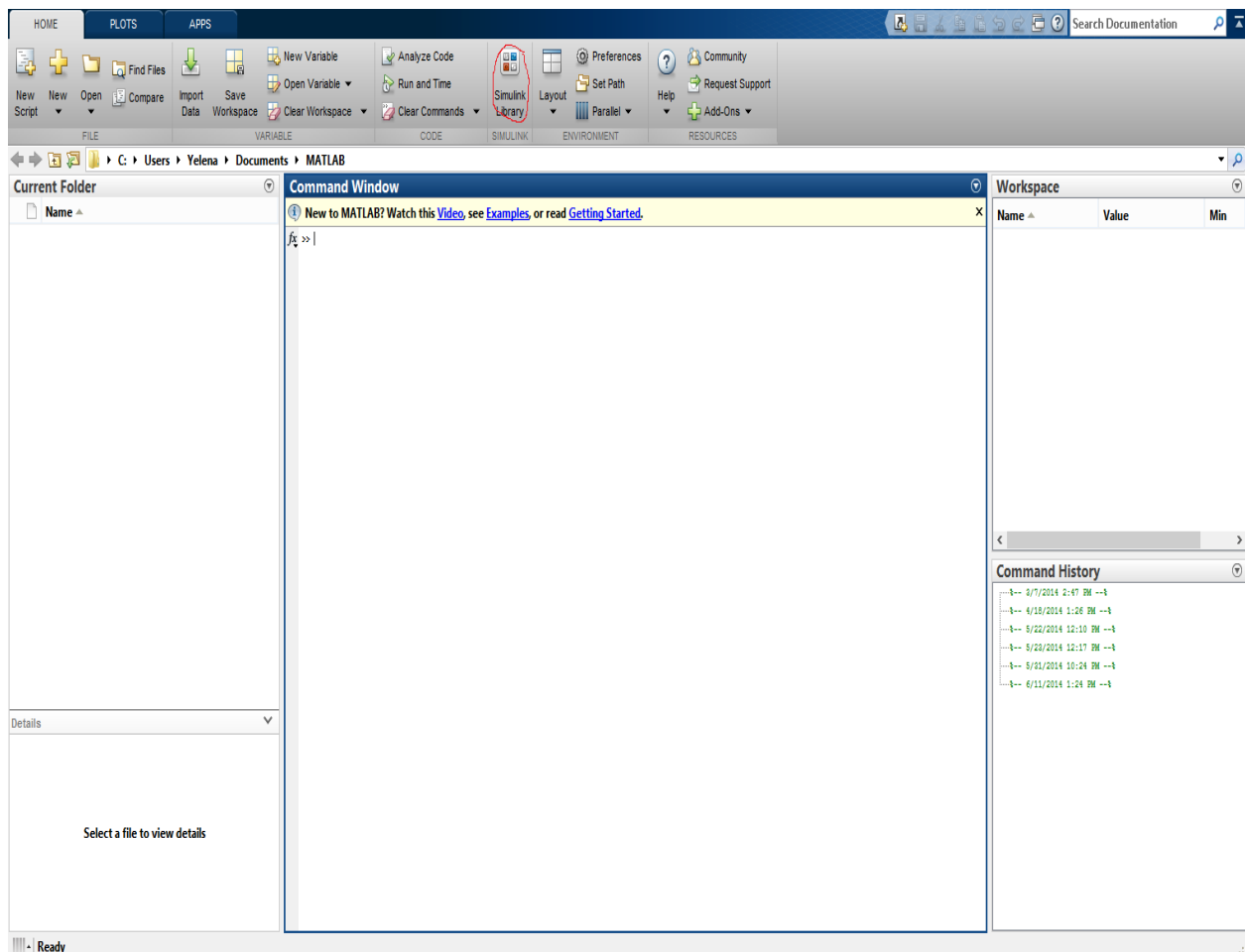


Рисунок А1 – выбор окна Simulink library

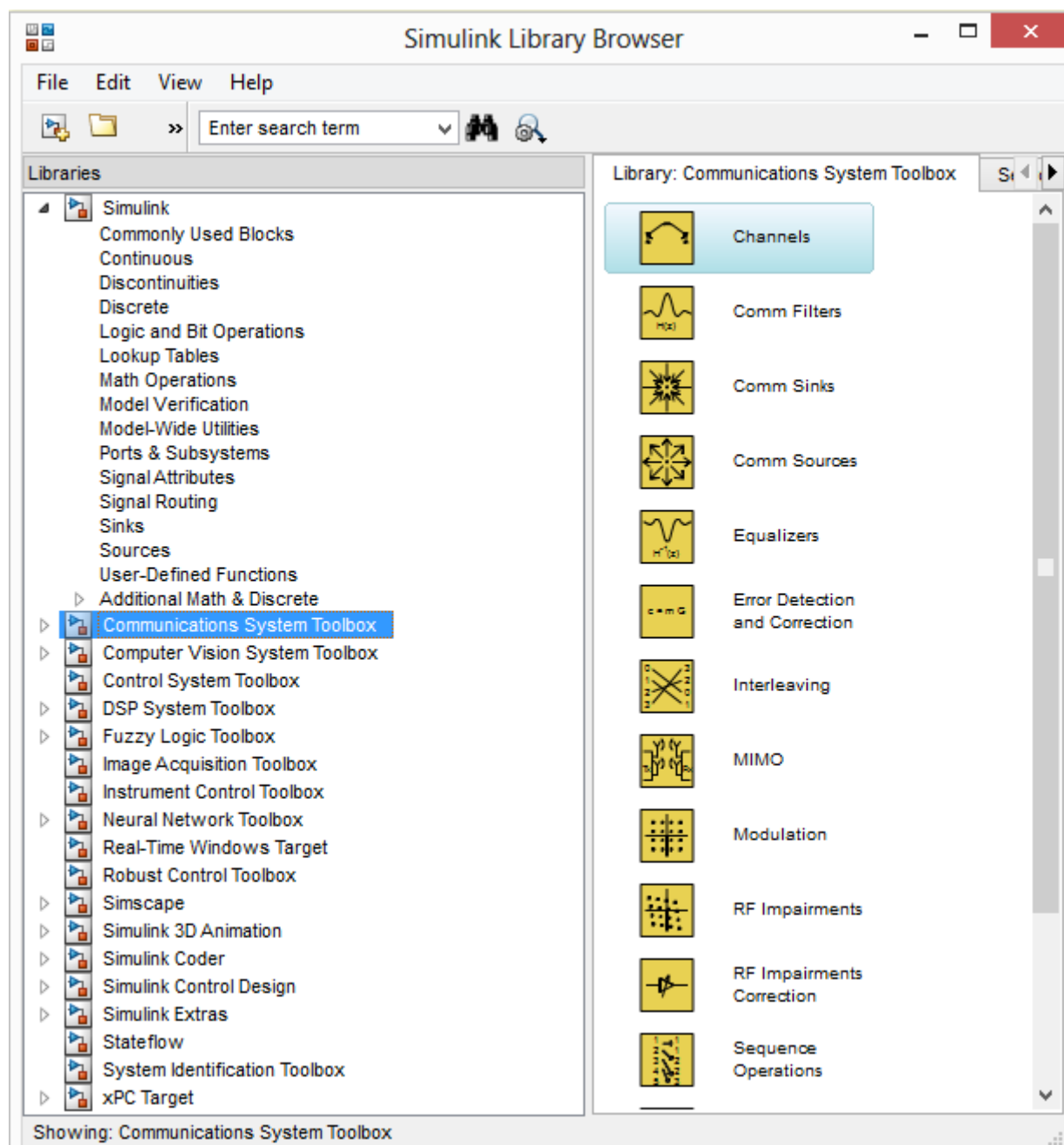


Рисунок А2 – Выбор каналов и их настройки в Simulink

Продолжение приложения А

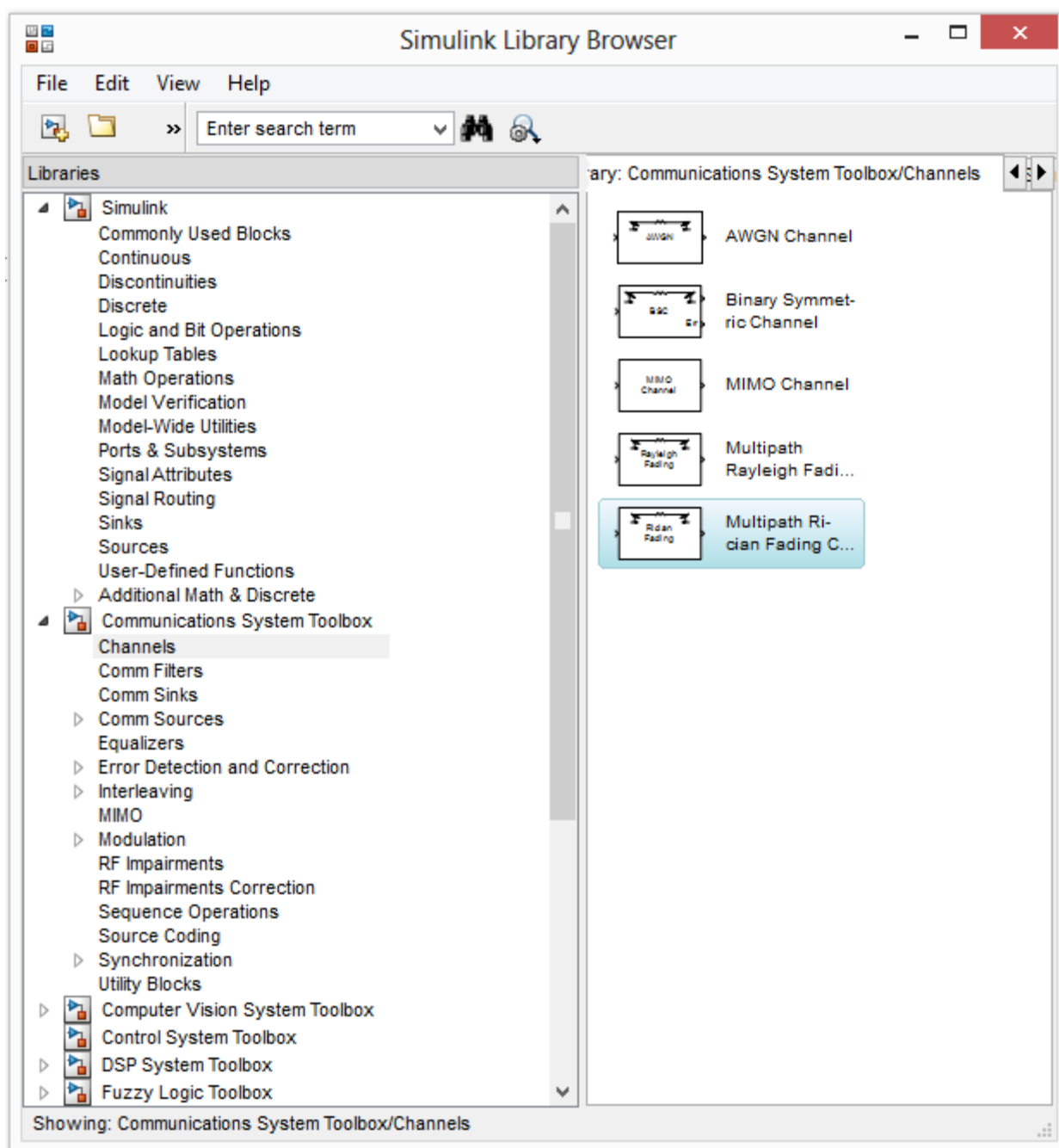


Рисунок А3 – Выбор канала Райса для введения параметров

Продолжение приложения А

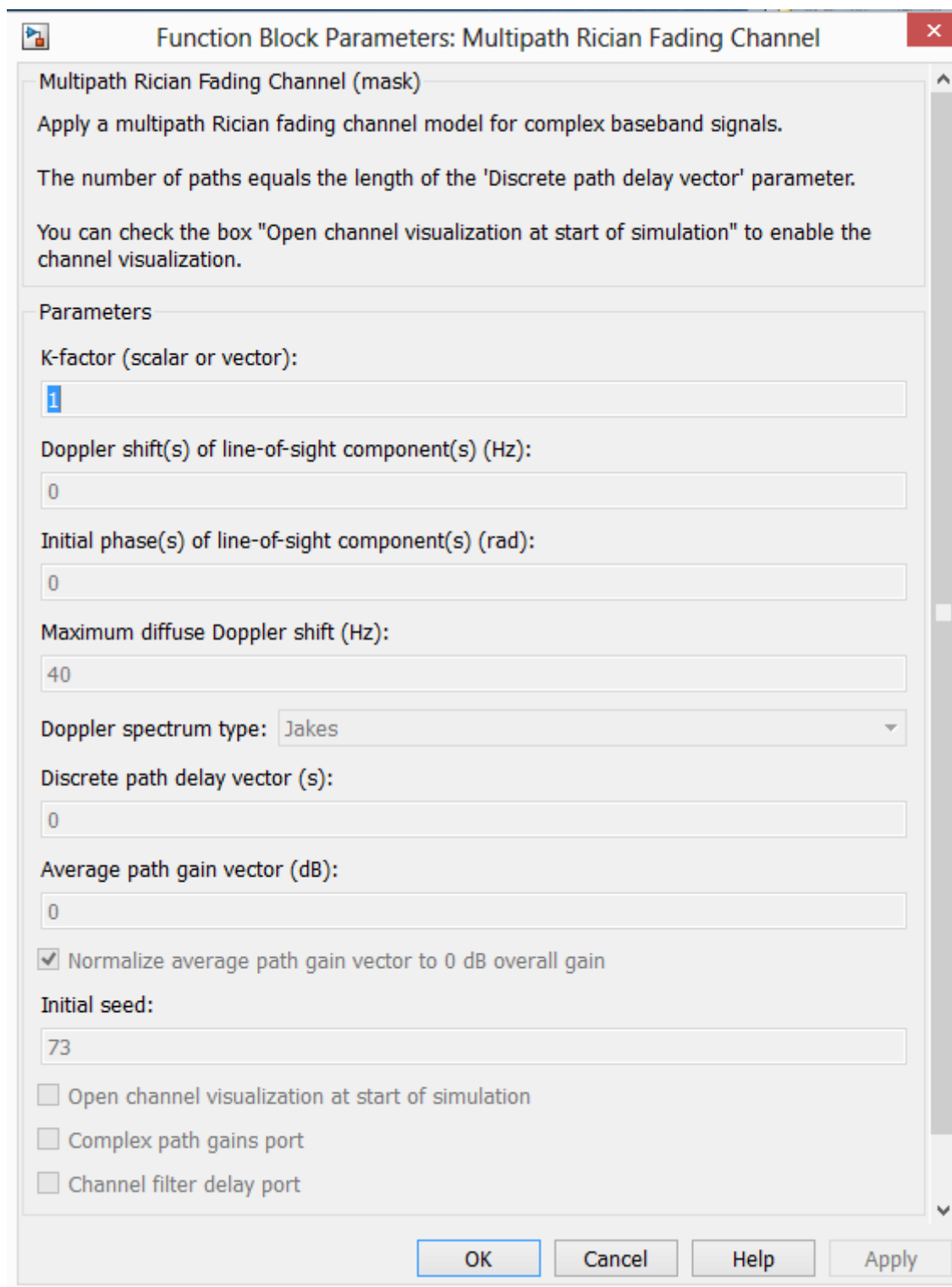


Рисунок А4 – Установка параметров для Райсовского канала

Продолжение приложения А

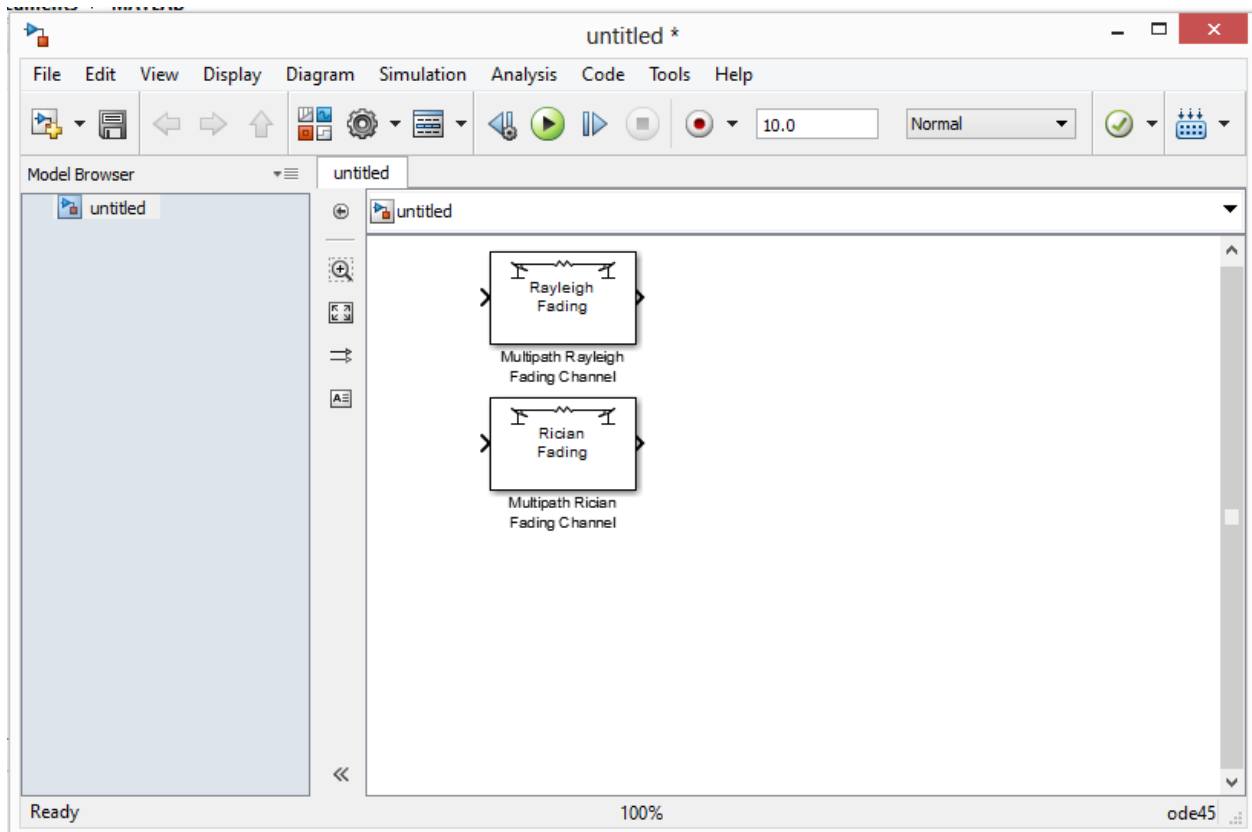


Рисунок А5 – Начало моделирования имитации канала связи

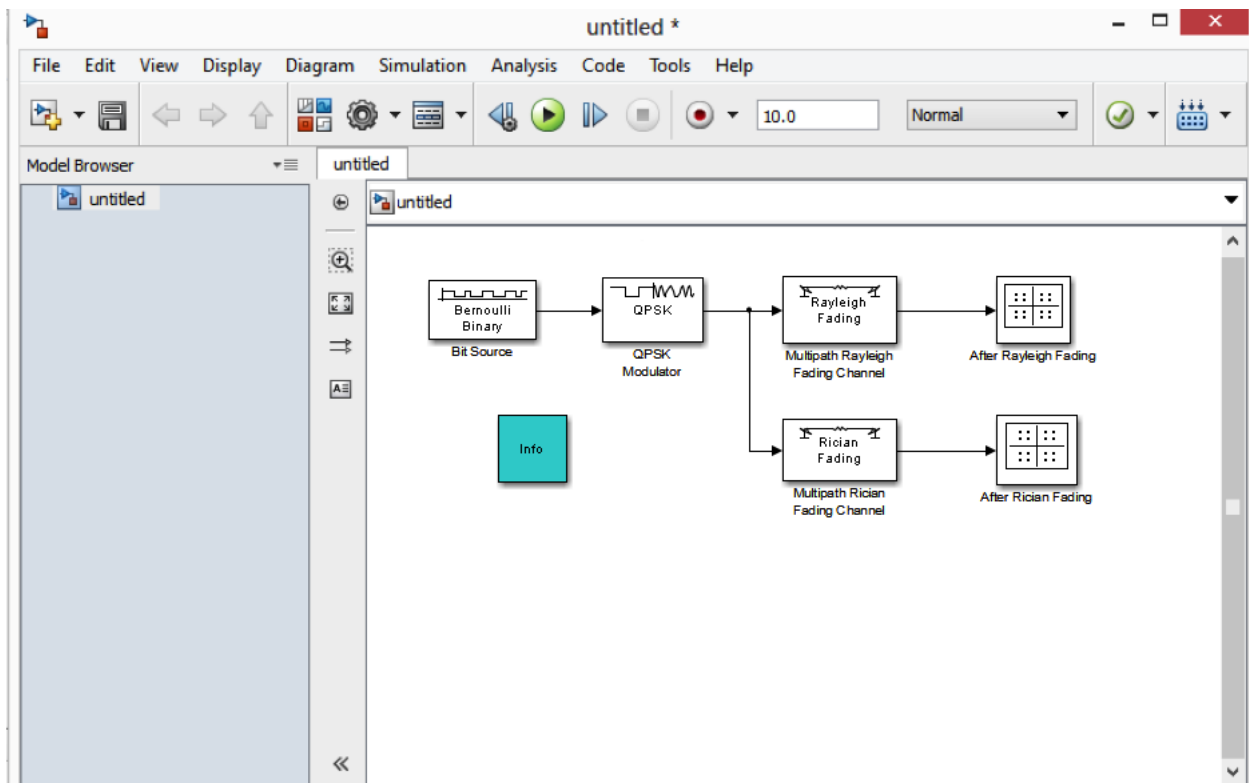


Рисунок А6 – Результат моделирования канала связи

Приложение Б

Программирование запуска сигнала через смоделированный канал

```
clc
rate=4.8e3; %скорость в канале
    bitRate % количество передаваемой информации (бит/с)
    bitsPerFrame % число битов за один фрейм
    bitRate = 500000
    bitsPerFrame = 200
    maxDopplerShift % Максимальный доплеровский сдвиг (Гц)
    delayVector % задержки (сек)
    gainVector % полезный сигнал (дБ)
    maxDopplerShift = 200
    delayVector = 1.0e-04 * 0 0.0400 0.0800
0.1200
    gainVector = 0 -3 -6 -9
    fs=9.6e4; % частота дискретизации
nsamp=fs/rate; % число отсчетов на символ
snr=30; % отношение сигнал шум
    KFactor % райсовский фактор
    KFactor = 10
chan1 = rayleighchan(1/fs,10); % конструирование объекта канала
Релея
    Chan2 = ricianchan(1/fs,10); % конструирование объекта
канала Райса
bits=randint(1,N); % данные
    y=mskmod(bits,nsamp); % модуляция
yc=mskmod(xi,nsamp); % модуляция данными после кодирования и
перемежения
%----- прохождение сигнала через рэлеевский канал -----
-yr=filter(chan1,y);
ycr=filter(chan1,yc); % кодированный сигнал
    rayleigh_block = [modelName '/Multipath Rayleigh Fading
Channel'];
    set_param(rayleigh_block, 'openVisAtStart', 'on');
%----- прохождение сигнала через райсовский канал ---
-----yr=filter(chan2,y);
ycr=filter(chan2,yc); % кодированный сигнал
    rician_block = [modelName '/Multipath Rician Fading
Channel']; set_param(rician_block, 'openVisAtStart', 'off');
%----- добавление гауссовского шума -----
-----yrn=awgn(yr,snr-10*log10(nsamp),'measured');
ycrn=awgn(ycr,snr-10*log10(nsamp),'measured');
%----- демодуляция -----
-xr=mskdemod(yrn,nsamp);
xcri=mskdemod(ycrn,nsamp);
[Nerr berr]=biterr(xr,bits);
[cNerr cberr]=biterr(xd(tblen+1:end),bits(1:end-tblen));
[berr cberr]
```

Приложение В

Построение графического пользовательского интерфейса GUI многолучевого канала связи

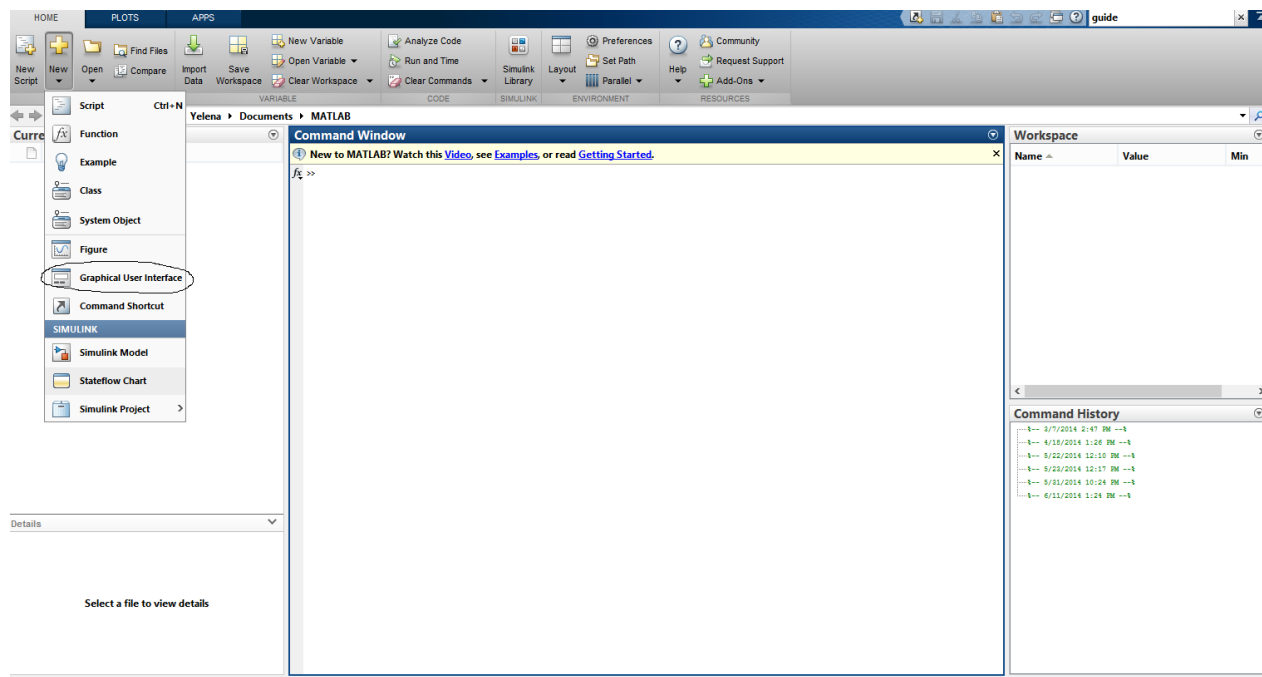


Рисунок В1 – Выбор команды для построения GUI

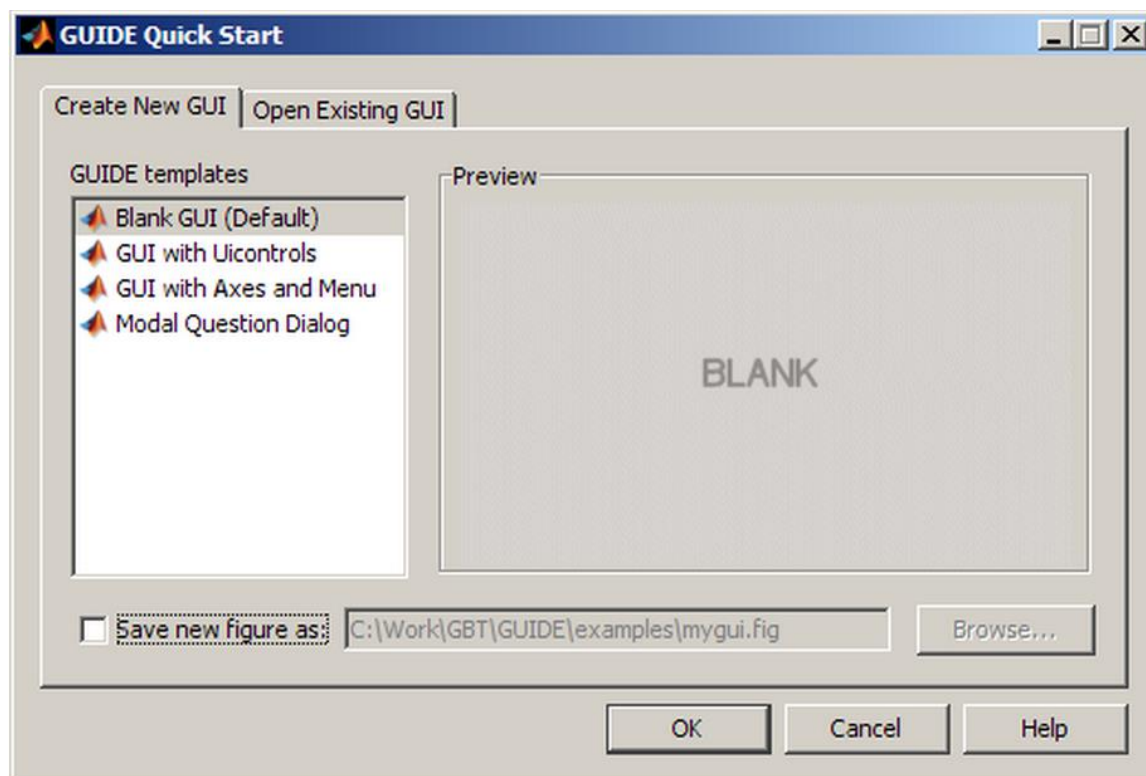


Рисунок В2 – Стартовое окно для построения GUI

Продолжение приложения В

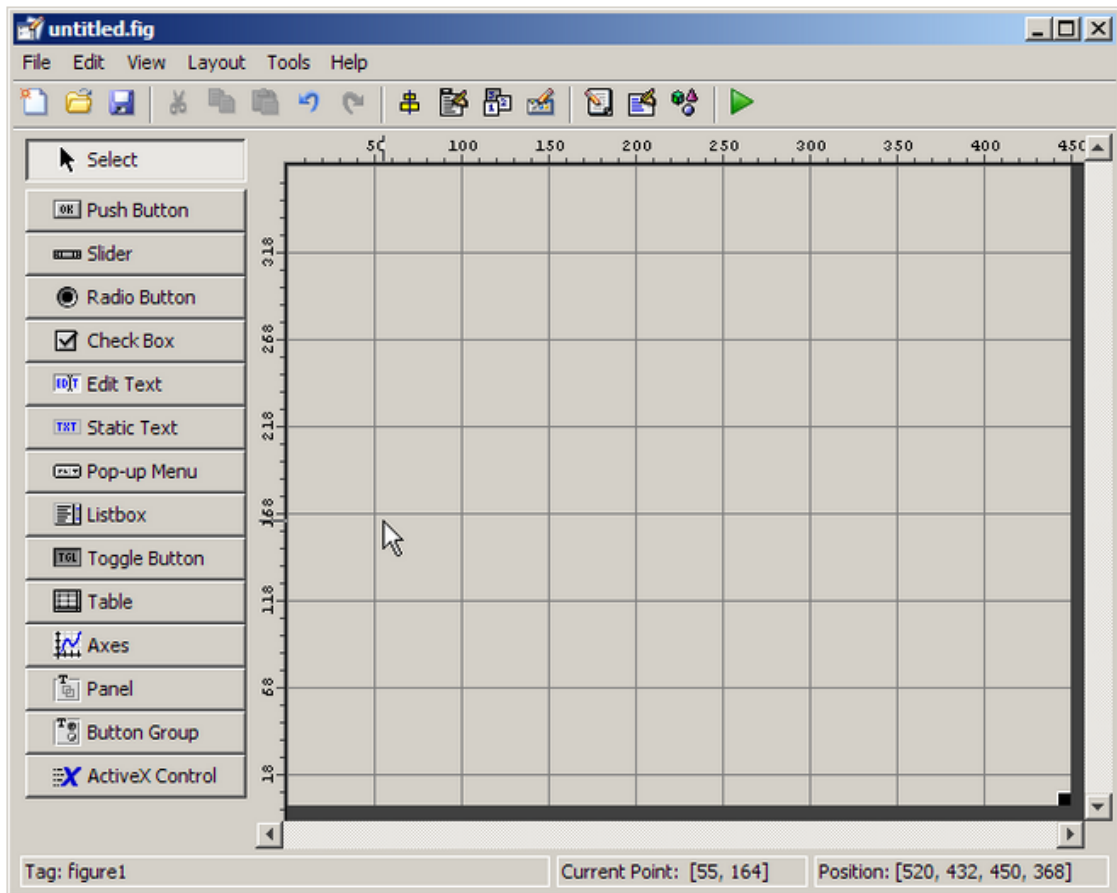


Рисунок В3 – Выбор команд для построение составных частей GUI

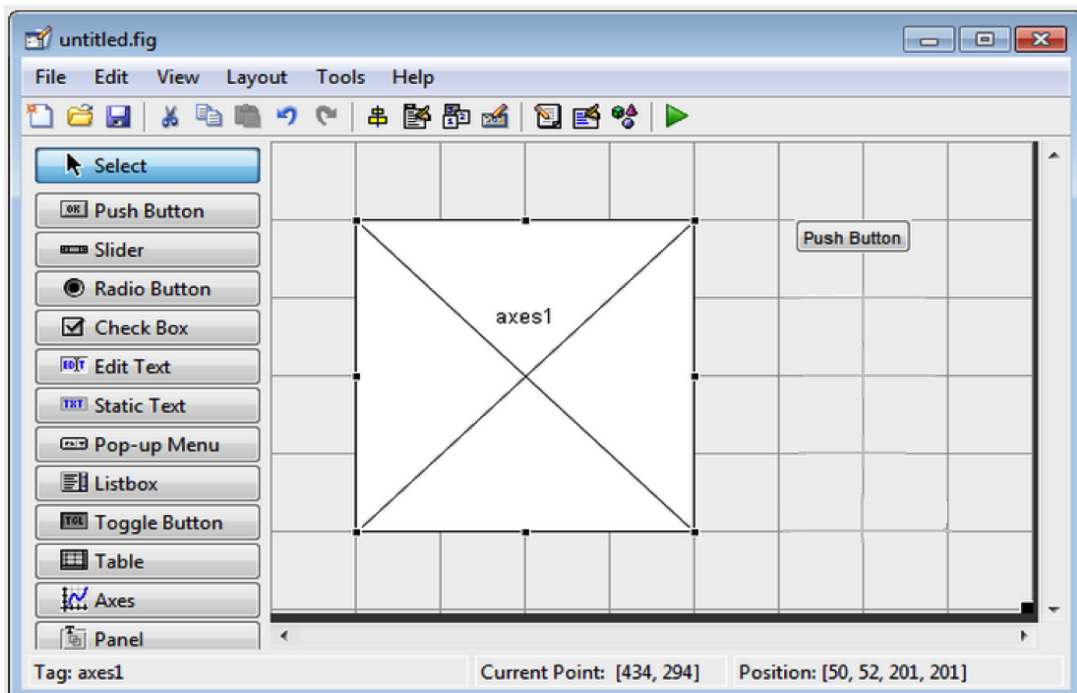


Рисунок В4 – Процесс построения GUI
Продолжение приложения В

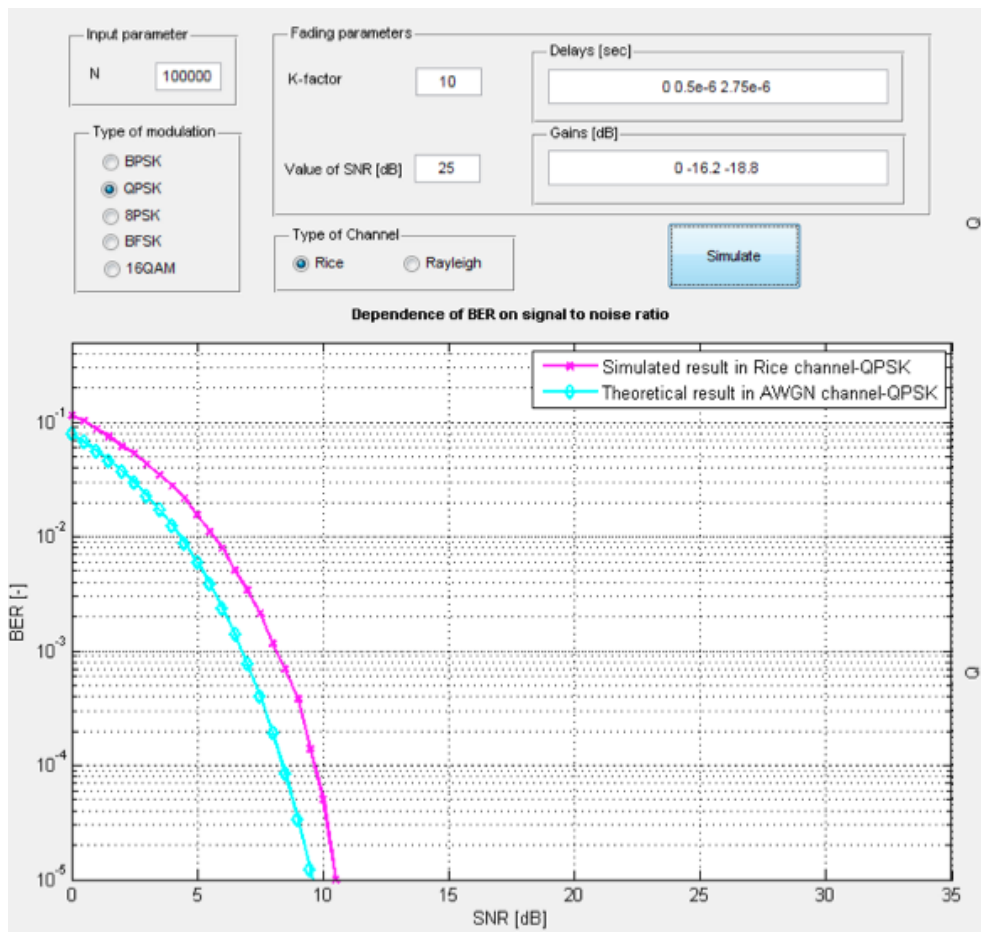


Рисунок В5 – Результат построения GUI

Приложение Г
Листинг программы создания плота для GUI

```
% Create the data to plot.
handles.giperb=giperb;
handles.sign=sign;
[x,y] = meshgrid(10;10-4);
BER= ½ exp(-SNR);
sinc = sin(r)./r;
handles.sinc = sinc;
% Set the current data value.
handles.current_data = handles.giperb;
surf(handles.current_data
```