

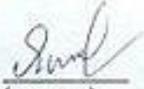
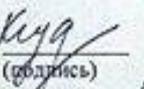
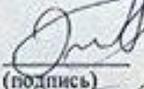
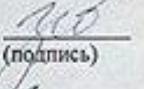
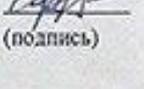
Некоммерческое акционерное общество
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»

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

ДОПУЩЕН К ЗАЩИТЕ:
Зав. кафедрой
Байкенов А.С.
«__» января 2015 г.

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ
пояснительная записка

на тему: «Исследование помехоустойчивости каналов связи технологии LTE
методами моделирования в среде MatLAB»

Выполнил	<u>магистрант гр. МТСп-13-1</u>	 (подпись)	Янушевская В.В. (Ф.И.О.)
Руководитель	<u>к.т.н., ст. преподаватель</u> (ученая степень, звание)	 (подпись)	Кудинова В.С. (Ф.И.О.)
Рецензент	<u>к.т.н., зав. кафедрой «РЭТ»</u> <u>КазНТУ им. К. Сатпаева</u> (ученая степень, звание)	 (подпись)	Касимов А.О. (Ф.И.О.)
Нормаконтроль	<u>магистр, ассистент</u> (ученая степень, звание)	 (подпись)	Зайцев Е.О. (Ф.И.О.)
Вычислительная техника	<u>к.т.н., ст. преподаватель</u> (ученая степень, звание)	 (подпись)	Ефремова Ю.И. (Ф.И.О.)

Алматы, 2015

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

Факультет Радиотехники и связи

Специальность 6M071900 – Радиотехника, электроника и телекоммуникации

Кафедра Телекоммуникационных систем

ЗАДАНИЕ

на выполнение магистерской диссертации

Магистранту Янушевской Вере Васильевне

Тема диссертации «Исследование помехоустойчивости каналов связи технологии LTE методами моделирования в среде MatLAB»

утверждена Ученым советом университета, Приказ № _____ от «__» 201_ г.
Срок сдачи законченной диссертации «__» _____ 2015 г.

Цель исследования: Выявление методов помехоустойчивости каналов связи технологии LTE посредством моделирования в среде MatLAB для предоставления необходимого уровня качества передачи данных

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

- 1 Обзор технологии LTE;
- 2 Анализ существующих методов повышения помехоустойчивости _____ каналов связи технологии DEU;
- 3 Экспериментальное исследование зависимости уровня BER от значения SNR;
- 4 Расчёты технических характеристик радиointерфейса технологии LTE

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей)

- 1 Таблица 1.1 – Основные параметры LTE, закрепленные в спецификации 3GPP Release 8;
- 2 Рисунок 1.9 – Передача символов в радиоканале с применением технологий OFDMA и SC-FDMA;
- 3 Таблица 2.1 – Зависимость BER от SNR для различных типов модуляции;
- 4 Таблица 3.3 – Результаты расчётов модели COST231-Хата;
- 5 Рисунок 3.6 – Радиус действия базовой станции стандарта LTE;
- 6 Рисунок 3.7 – Кривые зависимости BER от E_b/N_0 в логарифмическом масштабе.

Рекомендуемая основная литература:

1 Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Юрчук А.Б. – Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура, Москва, «Эко-Трендз», 2010;

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

3 Loshakov V. A. Adaptive modulation in LTE technology by using OFDMA and SC-FDMA with MIMO / V. A. Loshakov, H.D. Al-Janabi, Y. T. Hussein, N. T. Nasif // Восточно-Европейский журнал передовых технологий (ISSN 1729-3774). – 2013.

ГРАФИК

подготовки магистерской диссертации

Наименование разделов, перечень разрабатываемых вопросов	Сроки предоставления научному руководителю	Примечание
1. Информационный обзор технологии LTE 2. Изучение и анализ известных методов помехоустойчивости каналов связи 3. Проведение эксперимента по выявлению влияния типа модуляции на помехоустойчивость 4. Расчёт зоны покрытия БС 5. Общий анализ расчётов и экспериментальных данных		

Дата выдачи задания _____ 201 г.

Заведующий кафедрой

подпись

Байкенов А.С.
(Ф.И.О.)

Руководитель диссертации

подпись

Кудинова В.С.
(Ф.И.О.)

Задание принял к исполнению магистрант

подпись

Янушевская В.В.
(Ф.И.О.)

Содержание

Введение.....	6
1 Стандарт LTE.....	7
1.1 Обзор технологии LTE.....	7
1.2 Общая структура сети LTE.....	9
1.3 Архитектура базовой сети SAE.....	12
1.4 Поддержка многоантенных систем MIMO.....	14
1.5 Технология OFDM.....	17
2 Экспериментальная часть.....	21
3 Расчётная часть.....	33
3.1 Определение зоны покрытия трехсекторной БС сети LTE.....	33
3.2 Расчёт показателей качества для многопозиционной модуляции.....	34
3.3 Расчёт вероятности битовой ошибки в канале связи технологии LTE.....	38
Заключение.....	43
Список сокращений.....	44
Список литературы.....	45
Приложение А.....	47
Приложение Б.....	48
Приложение В.....	49
Приложение Г.....	50

Аннотация

В данной магистерской диссертации рассмотрены методы помехоустойчивости каналов связи технологии LTE. Выполнен общий обзор технологий MIMO и OFDM в сетях LTE. В работе приведены результаты экспериментального исследования радиоканала с использованием разных типов модуляции при разных уровнях SNR. Представлены расчёты технических характеристик радиointерфейса технологии LTE.

Андатпа

Берілген магистрлік диссертацияда LTE технологиясының байланыс арналарының кедергіге тұрақтылық әдістері қарастырылған. LTE желілеріндегі MIMO және OFDM технологияларын жалпы шолу жүргізілген. Жұмыста SNR-дың түрлі деңгейлері мен модуляцияның әр түрлі қолданыла отырып радио арнаның эксперименттік зерттеу нәтижелері келтірілген. LTE технологиясының радиointерфейс сипаттамаларының техникалық есептеулері көрсетілген.

Annotation

This Master's dissertation includes methods of noise immunity of LTE technology communication channels. A general overview of MIMO and OFDM technologies in LTE networks. The results of experimental study of the radio channel using different types of modulation at different levels of SNR are given in dissertation. The technical performance calculations of radio interface LTE technology are presented.

Введение

В нашем веке информационных технологий все сферы жизни развиваются с огромной скоростью. Концепция стремительного развития коснулась и телекоммуникационной сферы. Абоненты хотят получать большие скорости при передаче данных, иметь доступ ко всем существующим приложениям, используя всего одно мобильное устройство. Такие услуги и представляет беспроводная технология широкополосного доступа – LTE.

Однако, чем большее количество информации передаётся, тем больше вероятность получения ошибочных бит. Поэтому остро стоит вопрос повышения методов помехоустойчивости каналов связи.

Основным отличием стандарта LTE от предыдущих стандартов сетей связи является применение «плоской» более упрощённой IP-архитектуры, которая способствует уменьшению задержек при установленной Интернет-сессии. В стандарте LTE использовано два принципиально новых метода увеличения пропускной способности. Первый заключается в применении технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output), где передача и приём сигнала осуществляется одновременно через несколько передающих и приёмных антенн. Таким образом, повышается скорость передачи данных в беспроводных сетях. Второй метод заключается в применении OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) модуляции, использующей несколько поднесущих. Преимущество данного метода заключается также в том, что системы связи с LTE могут работать в отсутствии прямой видимости.

В настоящее время на телекоммуникационном рынке идёт борьба за клиентов, поэтому предоставление качественных услуг связи является весьма актуальным вопросом. Существующие работы подробно рассматривают методы повышения помехоустойчивости для каналов связи, использующих фазовую манипуляцию, однако материалов по исследованию квадратурной амплитудной модуляции недостаточно.

В диссертационной работе проведено экспериментальное исследование помехоустойчивости канала связи технологии LTE с помощью программной реализации в среде MatLAB при различных уровнях отношения сигнал/шум.

Специфика технологии и обеспечение высоких скоростей передачи при использовании многопозиционной, уязвимой к помехам модуляции, делает проблему помехоустойчивости каналов связи весьма актуальной.

Целью магистерской диссертации является экспериментальное исследование каналов связи технологии LTE для выявления их помехоустойчивости при разных условиях.

1 Стандарт LTE

1.1 Обзор технологии LTE

Long Term Evolution (LTE) — стандарт беспроводной высокоскоростной технологии мобильной передачи данных, разработанной консорциумом 3GPP (3rd Generation Partnership Project). LTE включает в себя усовершенствованную систему пакетной передачи (EPS), состоящую из обновленной сети UMTS наземного радиодоступа (E-UTRAN) и улучшенного центра пакетной коммутации (EPC). Технология обеспечивает передачу информации с низкими задержками и большой шириной полосы пропускания через упрощенную IP архитектуру. Целью технологии LTE является увеличение скорости и пропускной способности за счёт использования нового метода цифровой обработки сигналов и модуляции. Используя новую упрощённую архитектуру сетей, основанных на IP, стало возможным уменьшить задержки при передаче данных. Спецификация LTE обеспечивает скорость загрузки до 300 Мбит/сек, скорость отдачи до 75 Мбит/сек, а задержка при передаче данных снижена до 5 мс. LTE работает на отдельной частоте и поддерживает полосы пропускания частот от 1,4 МГц до 20 МГц с поддержкой как частотного (FDD), так и временного (TDD) разделения каналов.

Стандарт LTE представляет ряд новых технологий по сравнению с предыдущими поколениями сотовых систем. Они предоставляют LTE возможность более эффективно использовать радиочастотный спектр, а также обеспечить гораздо более высокие скорости передачи данных, что весьма актуально в настоящее время на рынке телекоммуникационных услуг.

Использование OFDM (мультиплексирование с ортогональным частотным разделением). Это схема модуляции, использующая множество несущих. Технология OFDM была включена в LTE, поскольку она обеспечивает высокую эффективность использования радиочастотного спектра, обеспечивая при этом высокую степень устойчивости к межсимвольным помехам и интерференции. Схемы доступа для нисходящей и восходящей линий различны. Для нисходящей линии связи в LTE применяется OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) воздушный интерфейс, который использует принцип MIMO. Функционал интерфейса MIMO позволяет устройствам иметь несколько подключений к одной соте, что повышает устойчивость установленного соединения, а также уменьшает задержки. Кроме того, при использовании интерфейса OFDMA увеличивается общая пропускная способность установленного соединения. Для восходящего канала в LTE применяется схема генерации сигнала SC-FDMA (одна несущая частота Division Multiple Access), позволяющая экономить энергию заряда батареи мобильной станции. Таким образом, используется две частоты при передаче данных: одна для восходящего канала, другая – для нисходящего, что существенно повышает качество связи.

Концепция технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output) заключается в одновременном использовании нескольких антенн, вместо одной, для приема/передачи нескольких потоков данных. Существуют схемы, использующие 2x2, 4x2 или 4x4 антенны на передающей и приёмной стороне соответственно.

Применение SAE (System Architecture Evolution). Данная архитектура является эволюционным продолжением ядра сети GPRS, полностью построенная на IP-сети. Обеспечивает высокую пропускную способность сети радиодоступа и низкую задержку RAN (до 10 мс).

LTE был специально разработан для совмещенной работы со всеми существующими сетями как технология будущего, для помощи провайдерам мобильной связи в преобразовании своей сети в соответствии с потребностями завтрашних телекоммуникаций. Технология LTE обеспечит более качественный сервис для голосовой информации и для передачи данных.

С точки зрения сетевых технологий главное отличие инфраструктуры LTE от сетей сотовой связи всех предшествующих поколений состоит в том, что она полностью строится на базе протокола IP – от абонентского терминала до узла предоставления сервисов или сервера приложений. В сетях 3G пользовательский трафик доходит до контроллера (RNC), а затем данные и голос разделяются и направляются в свои «домены»: данные – в сеть передачи данных, а голос – в телефонную сеть, где используются классическая технология коммутации каналов и коммутатор MSC. В сети LTE деления на «домены» нет: и данные, и голос (упакованный в IP-пакеты), и все другие типы трафика передаются через единое пакетное ядро – Evolved Packet Core.

В основе архитектуры LTE лежит плоская IP-сеть. Соответственно, роли контроллера радиосети RNC (Radio Network Controller), узла поддержки GPRS SGSN (Serving GPRS Support Node) и шлюза поддержки GPRS GGSN (Gateway GPRS Support Node) перераспределились между ядром LTE и радиостанциями. Как показано ниже (рисунок 1.1), функции RNC в сети LTE перешли к станциям eNB [2]. Новая, плоская IP-архитектура сетей LTE влечет за собой и ряд новых требований к транспортным сетям. Передача пакетов между устройствами сети радиодоступа (MME, S/P-GW, eNES) основана на IP-адресации третьего уровня. Она осуществляется различными инфраструктурами нижнего уровня. Кроме того, архитектура LTE больше не является в строгом смысле слова топологией «точка-точка», как это было в сетях 2G. Сетям LTE необходима более разнообразная связность между элементами сети RAN. Плоская IP-архитектура и отсутствие контроллера BSC требуют повышенного внимания к безопасности транспортной сети из-за уязвимости ядра мобильной сети.

В этой новой архитектуре весь трафик передается по протоколу IP. Поэтому вместо интерфейсов Abis и Iu стандарта GSM появляются новые интерфейсы - S1 и X2 (S1-u - интерфейс передачи пользовательских данных;

S1-c – служебный интерфейс MME; X2 - физический интерфейс между базовыми станциями для обеспечения хэндовера).

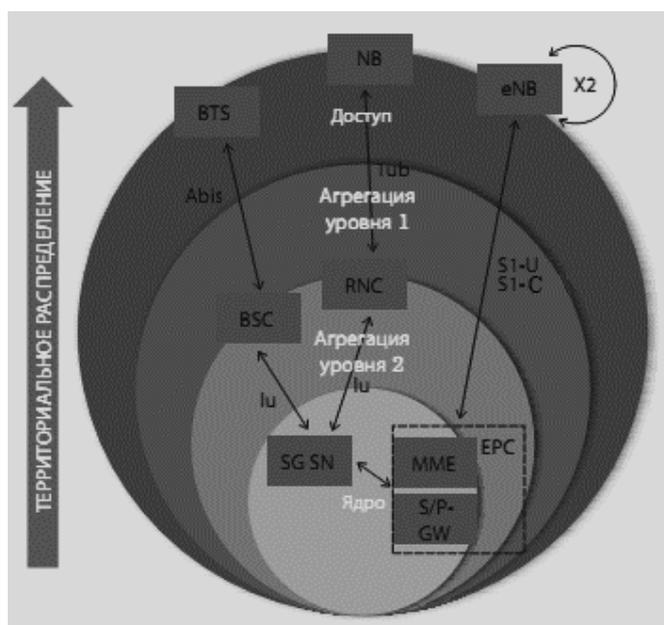


Рисунок 1.1 – Архитектуры сетей радиодоступа RAN для передачи трафика в сетях 2G, 3G и LTE

Функции SGSN поделены между модулем управления мобильной связью MME (Mobility Management Entity), который обрабатывает управляющий трафик, и шлюзом S-GW (Serving Gateway), отвечающим за пользовательский трафик.

1.2 Общая структура сети LTE

Сети технологии LTE содержат некоторые блоки сетей EDGE и UMTS. Благодаря такой особенности, звонок или интернет-соединение в зоне действия сети LTE может «бесшовно» быть передано в сеть 3G (UMTS) или 2G (GSM). Сети LTE свободно интегрируются с сетями Wi-Fi и Интернет. Рассмотрим подсистему радиодоступа Radio Access Network (RAN) сети LTE. По своей структуре она аналогична сети UTRAN UMTS, или eUTRAN, но имеет одну особенность: приёмо-передающие антенны базовых станций взаимодействуют между собой по определенному протоколу X2. Этот протокол объединяет базовые станции в сотовую сеть – MN (Mesh Network) – и предоставляет им возможность обмениваться данными напрямую, не задействуя контроллер RNC (Radio Network Controller). Взаимосвязь базовых станций с блоком управления мобильностью MME (Mobility Management Entity) и сервисными шлюзами S-GW (Serving Gateway) осуществляется путём «многих со многими», что повышает скорость коммуникации и снижает задержки. Поэтому архитектуру LTE можно назвать «плоской».

Технология LTE изначально была запланирована как система с коммутацией пакетов для возможности установления IP соединений между сетью передачи данных (Packet Data Network, PDN) и абонентскими станциями (User Equipment, UE). Термином LTE подразумевает технологию радио доступа, EPC (Evolved Packet Core) – ядро оператора сети. LTE и EPC вместе образуют EPS (Evolved Packet System) – опорную сеть с коммутацией пакетов.

EPS использует IP сеть для передачи пакетов между шлюзом и сетью передачи данных к пользовательскому терминалу UE. Каждый поток представлен потоком IP пакетов с определенным уровнем качества обслуживания (Quality of Service, QoS) на участке между GW и UE. В LTE существует возможность создания нескольких EPS потоков для предоставления различного уровня QoS (например, VoIP и FTP потоки) или для предоставления соединения к различным PDN, которые не обязательно соответствуют стандарту LTE.

Далее приводится схема (рисунок 1.2), на которой изображены основные элементы сети и название интерфейсов между ними.

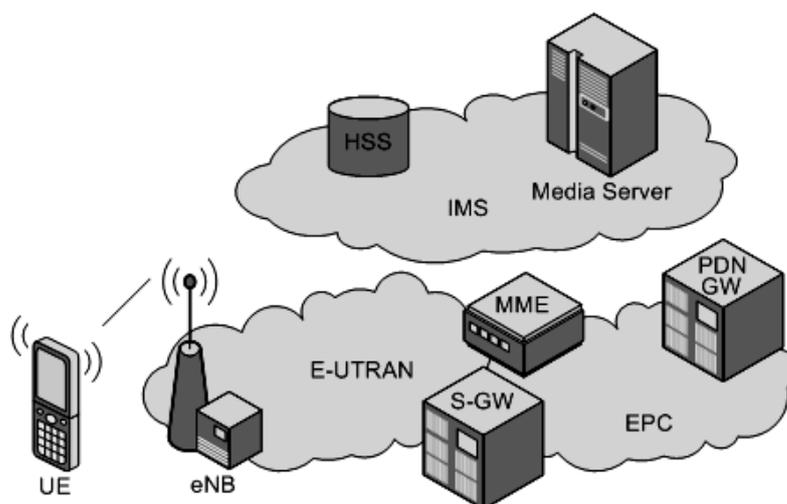


Рисунок 1.2 – Архитектура сети LTE

MME (Mobility Management Entity) является контрольным узлом. Через него проходит весь сигнальный трафик от ядра сети к пользовательскому терминалу. Протоколы передачи контрольного трафика имеют обозначение NAS (Non-Access Stratum). Основные функции MME объединяют две группы:

- управление потоками (Bearer Management). Сюда входит управление сессиями протокола NAS, который осуществляет создание, поддержание и удаление потоков;

- управление подключениями (Connection Management). Эта функция осуществляет подключение пользователей к сети оператора и отвечает за создание правил шифрации и кодирования между абонентским терминалом и

сетью (рисунок 1.3). Эти действия также выполняются на уровне протокола NAS.

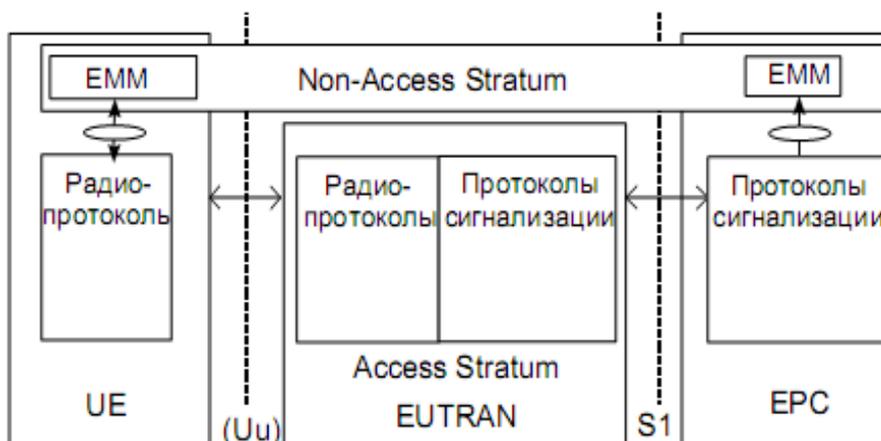


Рисунок 1.3 – Обобщённая структура сети LTE

S-GW (Serving Gateway) – сервисный шлюз. Выполняет обработку и маршрутизацию пакетных данных, поступающих из/в подсистему базовых станций, выполняя при этом роль узла управления мобильностью (mobility anchor) между сетью LTE и сетями, не соответствующими стандарту 3GPP, а также при хэндовере между базовыми станциями (eNodeB). Когда UE находится в состоянии idle (т.е. свободен и не занят вызовом), S-GW по нисходящему каналу DL производит пейджинг. Он управляет и хранит техническую информацию UE, а также предоставляет копию пользовательских данных при узаконенном перехвате.

Основными функциями S-GW являются:

- выбор точки привязки (“якоря”) к локальному местоположению (Local Mobility Anchor) при хэндовере;
- санкционированный перехват пользовательской информации;
- буферизация пакетов данных по линии «вниз», необходимых для UE, состоящих в режиме ожидания, и инициализация процедуры запроса услуги;
- переадресация и маршрутизация пакетов данных;
- биллинговые операции абонентов;
- отправка различных событий в PCRF (установка и завершение соединения);
- формирование учётных записей пользователей и идентификация QoS.

PGW (Packet Data Network Gateway) – пакетный шлюз. Является точкой вход и выхода трафика для пользовательского терминала, обеспечивая соединение от UE к внешним пакетным сетям данных. UE может параллельно иметь соединение с несколькими P-GW для подключения к разным сетям. P-GW выполняет следующие функции:

- фильтрация пользовательских пакетов данных;
- распределение IP-адресов для UE;
- санкционированный перехват пользовательской информации;

- маркировка пакетов транспортного уровня в направлении «вниз»;
- селекция и тарификация услуг связи.

Первые, предварительные характеристики LTE были получены в ходе разработки спецификации 3GPP Release 7, затем Release 8 (таблица 1.1).

Т а б л и ц а 1.1 - Основные параметры LTE, закрепленные в спецификации 3GPP Release 8

Название параметра	Параметр
Uplink (UL): восходящее соединение	SC-FDMA
Downlink (DL): нисходящее соединение	OFDMA
Ширина частотного диапазона, МГц	1,4; 3, 5; 10; 15; 20
Минимальный интервал между кадрами, мс	1
Шаг (частотный интервал) между поднесущими, кГц	15
Стандартная длина префикса CP, мкс	4,7
Увеличенная длина префикса CP, мкс	16,7
Схемы модуляции (Uplink)	BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM
Схемы модуляции (Downlink)	QPSK, 16QAM, 64QAM
Пространственное мультиплексирование	Один канал для UL-трафика на каждый абонентский терминал; До 4 каналов для DL-трафика на каждый абонентский терминал; MU-MIMO с поддержкой для восходящего (UL) и нисходящего (DL) соединений

LTE – это изменение, означающее переход от систем CDMA (WCDMA) к системам OFDMA, а также переход от систем с коммутацией каналов к системе e2e IP (коммутации пакетов). Проблемы перехода на LTE включают необходимость в новом спектре для получения преимуществ от широкого канала.

1.3 Архитектура базовой сети SAE

Для технологии LTE консорциум 3GPP предложил новую сетевую инфраструктуру SAE (System Architecture Evolution). Основная функция концепции SAE – эффективная поддержка широкого коммерческого использования любых услуг на базе IP и непрерывное обслуживание абонента при его перемещении между сетями беспроводного доступа, которые могут не соответствовать стандартам 3GPP. Архитектура базовой сети SAE даёт возможность осуществлять дальнейшую эволюцию сетей 3G в направлении повышения скоростей передачи данных, обеспечения низких задержек, а также оптимизации передачи данных на основе разнообразных технологий

радиодоступа. Основным отличием базовой сети SAE от базовой сети системы UMTS является максимально упрощенная структура и отсутствие дублирующих функций сетевых протоколов. В основу построения базовой сети SAE положена концепция «всё через IP». А также и то обстоятельство, что доступ к базовой сети SAE может быть предоставлен через сети радиодоступа второго и третьего поколений (например, сети UTRAN, GERAN), а также через сети радиодоступа неевропейских технологий, не стандартизированных проектом 3GPP (сети Не-3GPP), например, сети IEEE: Wi-Fi, WiMAX, а также через сети, использующие проводные IP-технологии (например, сети ADSL+, FTTH и др.). Одна из главных особенностей SAE заключается в том, что пользовательские данные могут пересылаться между базовыми станциями непосредственно, причём как с помощью проводной, так и беспроводной связи (интерфейс X2). Это особенно важно при хэндовере, для быстрого и бесшовного переключения пользователя между БС. Допустимо передавать данные между БС и через шлюзы транспортной IP-сети.

Ядро сети SAE включает в себя четыре ключевых компонента:

- модуль управления мобильностью (Mobility Management Entity, MME) собирает и хранит служебную информацию об абоненте и управляет ею, осуществляет общее управление мобильностью и авторизацию терминальных устройств в наземных сетях мобильной связи;

- модуль управления абонентом (User Plane Entity, UPE) отвечает за установления нисходящего соединения, шифрование данных, маршрутизацию и пересылку пакетов;

- 3GPP-якорь играет роль шлюза между сетями 2G/3G и LTE;

- SAE-якорь используется для поддержки непрерывности сервиса при перемещении абонента между сетями, как соответствующими спецификациям 3GPP, так и не соответствующим им (WLAN и т.п.).

Эталонная архитектура базовой сети SAE с указанием интерфейсов взаимодействия с внешними сетями (рисунок 1.4) представлена ниже.

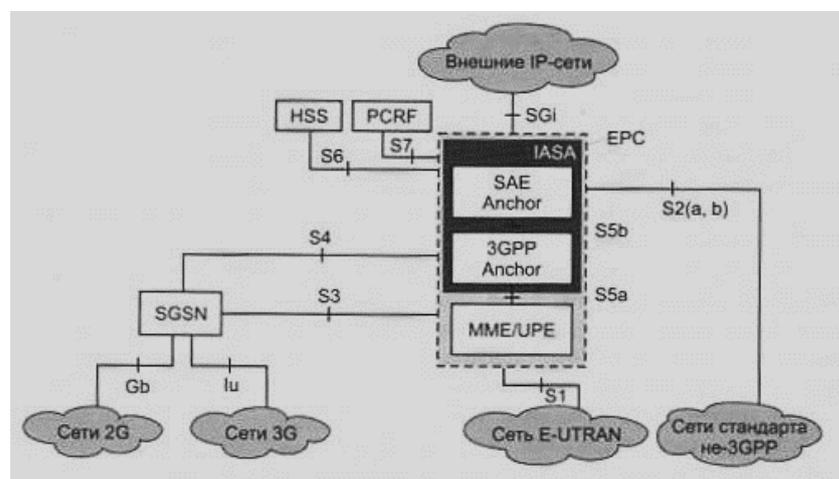


Рисунок 1.4 - Эталонная архитектура базовой сети SAE

Последние два компонента представляют собой принципиально новые элементы архитектуры ядра сети мобильной связи (Evolved Packet Core) и обязаны своим появлением требованию мобильности при перемещении абонента между сетями разных типов [4].

1.4 Поддержка многоантенных систем MIMO

Технология MIMO в сетях LTE выполняет одну из важных функций в обеспечении высоких скоростей передачи данных. MIMO (Multiple Input Multiple Output – множественный вход – множественный выход) – технология, представляющая собой беспроводной высокоскоростной доступ. Технология предусматривает использование нескольких антенн на передающей и приемной стороне для одновременной передачи большего количества данных. Технология MIMO использует эффект трансмиссии радиоволн, называемый многолучевым распространением, при этом передаваемые сигналы отражаются от множества объектов и препятствий, а принимающая антенна принимает сигналы под разными углами и в разное время [5]. Применяя технологию MIMO, становится возможным увеличить помехоустойчивость каналов связи, уменьшить относительное число принятых с ошибкой битов. В системах LTE предусмотрены различные режимы работы с несколькими передающими и принимающими антеннами. Работа таких систем может быть организована по двум принципам: по принципу пространственного уплотнения и по принципу пространственно-временного кодирования.

Первый принцип основан на том, что различные передающие антенны передают различные части блока информационных символов или различные информационные блоки. Передача данных ведется параллельно с двух или с четырех антенн. Приемной стороной производится прием и разделение сигналов различных антенн. Таким образом становится возможным увеличение максимальной скорости передачи данных в 2 или в 4 раза.

В системах, построенных по принципу пространственно-временного кодирования, со всех передающих антенн передается один и тот же поток данных с использованием схем предварительного кодирования для обеспечения лучшего качества приема. Например, при формировании сигнала с двух передающих антенн поток комплексных модуляционных символов, которые будут модулировать одну из поднесущих OFDMA-сигнала, разбивается на нечетные (x_1) и четные (x_2) символы, т. е. данные модуляционные символы соответствуют одной поднесущей, но разным OFDMA-символам. Тогда, с учетом процедуры предварительного кодирования, первая антенна на двух тактовых интервалах, соответствующих нечетному и четному модуляционным символам, на одной из поднесущих будет передавать символы x_1 и x_2 , в то время как вторая антенна будет передавать символы $-x_2'$ и x_1' . На данных временных интервалах и на данной поднесущей на приемной антенне будет присутствовать сигнал со следующими значениями отсчетов:

$$r_1 = h_{11}x_1 - h_{21}x_2'; \quad (1.1)$$

$$r_2 = h_{12}x_1 + h_{22}x_2', \quad (1.2)$$

где h_1 и h_2 – комплексные коэффициенты, определяемые значением передаточной характеристики канала в текущий момент времени для каждой из антенн.

Антенные конфигурации технологии MIMO могут иметь симметричные (2×2, 4×4) и несимметричные (1×2, 2×4) значения. На рисунке 1.5 показана структурная схема MIMO-системы с двумя передающими и двумя принимающими антеннами, реализованная по принципу пространственно-временного кодирования.

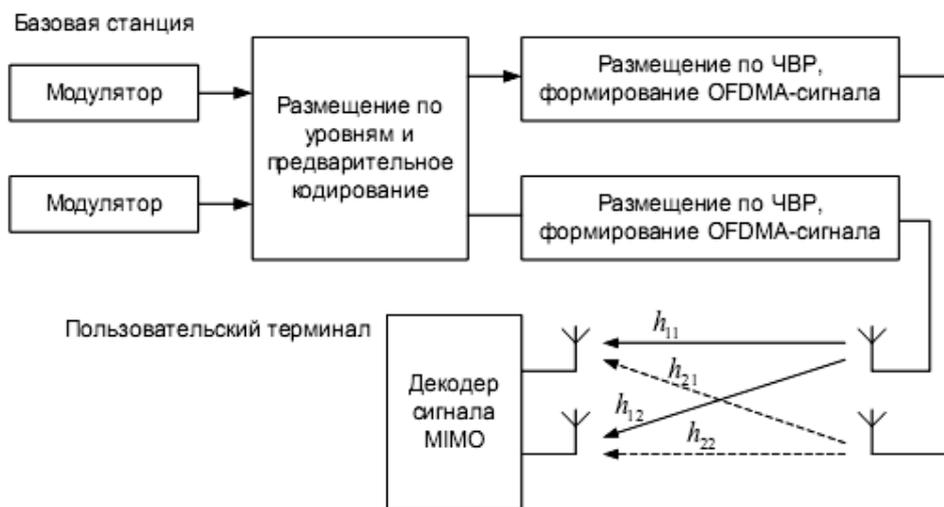


Рисунок 1.5 – Структурная схема MIMO-системы 2×2

В системах LTE на физическом уровне, на базовой станции (eNB) и на пользовательском терминале (UE) для достижения устойчивости и увеличения скорости данных в прямом канале могут применяться несколько трансиверов. Например, в случае тяжелых условий распространения при низком уровне сигнала, когда условия многолучевого распространения требуют увеличения передаваемой мощности, на приёме используется метод суммирования максимального отношения (MRC) (рисунок 1.6). Он позволяет повысить надежность в условиях AWGN и частотно-избирательных замираний [4].

В процессоре основной полосы (baseband) вводится компенсация для каждого из принимаемых сигналов, прежде чем они будут просуммированы для получения одного композитного принимаемого сигнала.

При суммировании по данному методу принимаемые сигналы складываются в процессоре основной полосы когерентно. Тепловые же шумы для каждого из трансиверов являются некоррелированными. Таким образом, линейное суммирование компенсированных по фазе и амплитуде сигналов в процессоре основной полосы приводит в двухканальном приемнике MRC в

условиях ограниченного шума к увеличению SNR (отношение сигнал/шум) не менее чем на 3 дБ.

Кроме улучшения SNR за счет суммирования сигналов, приёмники, работающие по методу MRC, более устойчивы к частотно-избирательным федингам. Ещё раз отметим, что физическая раздельность приёмных антенн приводит к различию импульсных характеристик их каналов приёма.

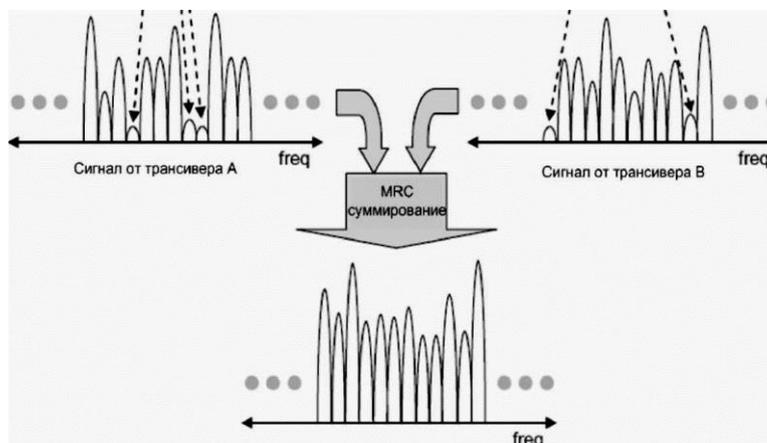


Рисунок 1.6 – Метод MRC

В присутствии частотно-селективных замираний статистически маловероятно, что данная поднесущая будет испытывать глубокие замирания сразу в двух каналах приёма. Таким образом, вероятность глубоких частотно-избирательных федингов в суммарном сигнале существенно снижается.

Метод MRC улучшает степень надёжности (готовности) линии связи, но не позволяет увеличить номинальную скорость данных. При использовании метода MRC данные передаются одной антенной, а принимаются двумя или большим числом приемников, поэтому MRC - это скорее метод разделенного приёма, т. е. обычный метод антенного разделения (Antenna Diversity). И наоборот, технология MIMO позволяет увеличить системную скорость данных. Такое увеличение достигается за счёт использования нескольких антенн, как на стороне приёма, так и на стороне передачи.

Для успешного приёма сигналов по технологии MIMO, приёмник должен определить импульсную характеристику канала для каждой из передающих антенн. В системе LTE импульсная характеристика канала определяется путём последовательной передачи каждой из передающих антенн известных опорных сигналов.

Для системы 2x2 MIMO определяются одна общая или четыре отдельных канальных импульсных характеристики (C1, C2, C3 и C4). Отметим, что пока одна передающая антенна передаёт опорный сигнал, другая не используется (рисунок 1.7). Как только импульсная характеристика канала будет определена, начнётся независимая передача данных обеими антеннами.

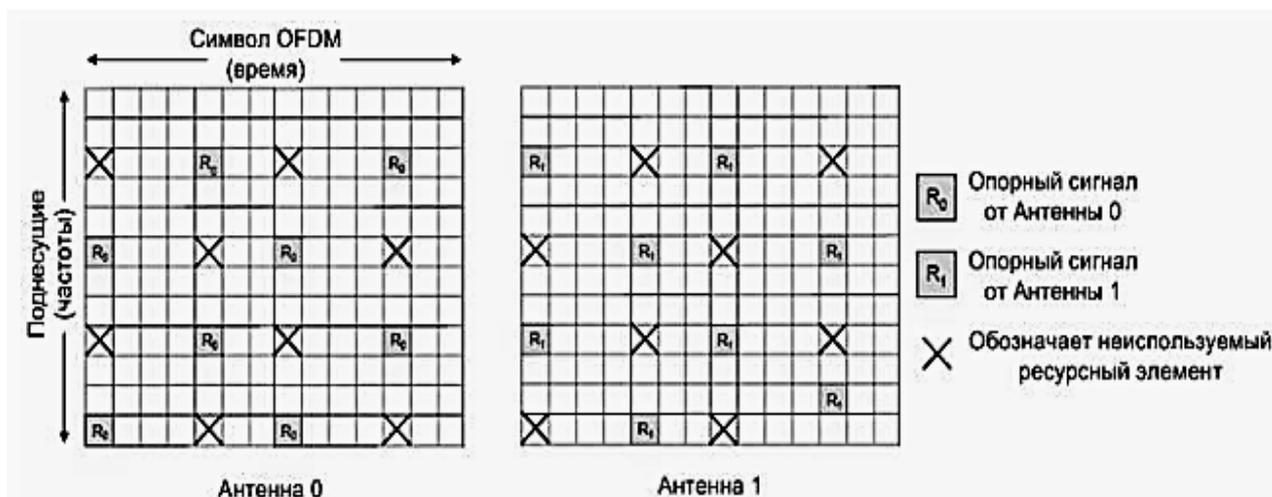


Рисунок 1.7 – Опорные сигналы, обеспечивающие работу MIMO

Линейная комбинация двух потоков данных на двух приёмных антеннах приводит к системе из двух уравнений с двумя неизвестными, решить которую невозможно для отдельных оригинальных потоков данных.

1.5 Технология OFDM

OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов. Это цифровая схема модуляции, которая для передачи сигнала одновременно использует несколько близко расположенных ортогональных поднесущих. Каждая поднесущая модулируется на низкой символьной скорости по обычной схеме модуляции (например, QAM), сохраняя общую скорость передачи данных. Основным преимуществом OFDM в сравнении со схемой с одной несущей является её способность противостоять затуханиям в области ВЧ, узкополосным помехам и частотно-селективным затуханиям, вызванным многолучевым характером распространения. OFDM сигнал может рассматриваться как множество узкополосных медленно модулируемых сигналов, а не как один быстро модулируемый широкополосный сигнал. Низкая символьная скорость даёт возможность использовать защитный интервал между символами. Это позволяет устранять межсимвольную интерференцию и справляться с временным рассеянием.

Перспективность использования OFDM сигналов объясняется также и тем, что эти сигналы обеспечивают высокую спектральную эффективность, возможность работы вне прямой видимости, высокие энергетические параметры системы связи, обеспечивающие большую дальность и возможность эффективного обслуживания мобильных абонентов.

Особенность использования OFDM состоит в представлении высокоскоростного потока данных в виде большого числа низкоскоростных потоков, каждый из которых передается на своей поднесущей. Причём

длительность канальных символов в частотных каналах выбирается довольно высокой, значительно превышающей задержки сигнала в радиоканале. Это способствует тому, что межсимвольная интерференция в каждом частотном канале оказывает влияние лишь на незначительную часть канального символа. Её исключают из дальнейшей обработки в приёмнике путём добавления временного защитного интервала между соседними канальными символами.

Применение технологии OFDMA подразумевает разделение всего имеющегося спектра на ортогональные поднесущие. В зависимости от ширины канала общее число поднесущих может быть 72, 180, 300, 600, 900 или 1200, каждая из которых может иметь свой тип модуляции (QPSK, 16QAM или 64QAM).

При использовании частотного разделения радиоканалов нужно, чтобы выполнялись следующие условия. Ширина отдельного канала должна быть достаточно узкой для сокращения искажений сигнала в пределах одного отдельного канала, но в то же время и достаточно широкой для предоставления нужной скорости передачи данных. Помимо этого, необходимо расположить частотные поднесущие наиболее плотно друг к другу для экономного использования всей полосы частот канала, но в то же время избежать межканальной интерференции для обеспечения полной независимости каналов друг от друга. Частотные каналы, подчиняющиеся названным условиям, называются ортогональными. Несущие сигналы (а точнее, функции, которые описывают эти сигналы) также ортогональны друг другу. Сами частотные подканалы частично могут перекрываться друг другом, тем не менее ортогональность несущих сигналов гарантирует отсутствие межканальной интерференции.

Этот способ деления на ортогональные частотные поднесущие широкополосного канала называется ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM). Сигнал в системе OFDM разбивается на множество несущих для снижения межсимвольной интерференции за счёт распределения небольшого количества символов на одну несущую. Распространение систем OFDM в высокоскоростных системах передачи данных обусловлено высокой эффективностью при работе в каналах с многократными отражениями. На рисунке 1.8 приведена обобщенная структура системы связи с OFDM. Здесь P/S - параллельно-последовательное преобразование потока символов; S/P - последовательно-параллельное преобразование потока символов; БПФ - блок быстрого преобразования Фурье; ОБПФ - блок обратного быстрого преобразования Фурье.

Пользовательские данные сначала поступают в блок помехоустойчивого кодирования, затем на модулятор. Далее промодулированный сигнал в виде блоков комплексных символов поступает в блок ОБПФ, в котором происходит формирование OFDM сигнала с использованием M поднесущих. Символ OFDM состоит из основной информационной части и циклического префикса, сформированного путём копирования последних L отсчётов в начало кадра. Далее последовательность из OFDM символов преобразуется в

аналоговый сигнал и передаётся по каналу связи. Длительность циклического префикса должна быть больше длительности импульсного отклика канала связи. Т.е. символ OFDM имеет длительность $(M + L) T_0$, где T_0 - период дискретизации в системе.

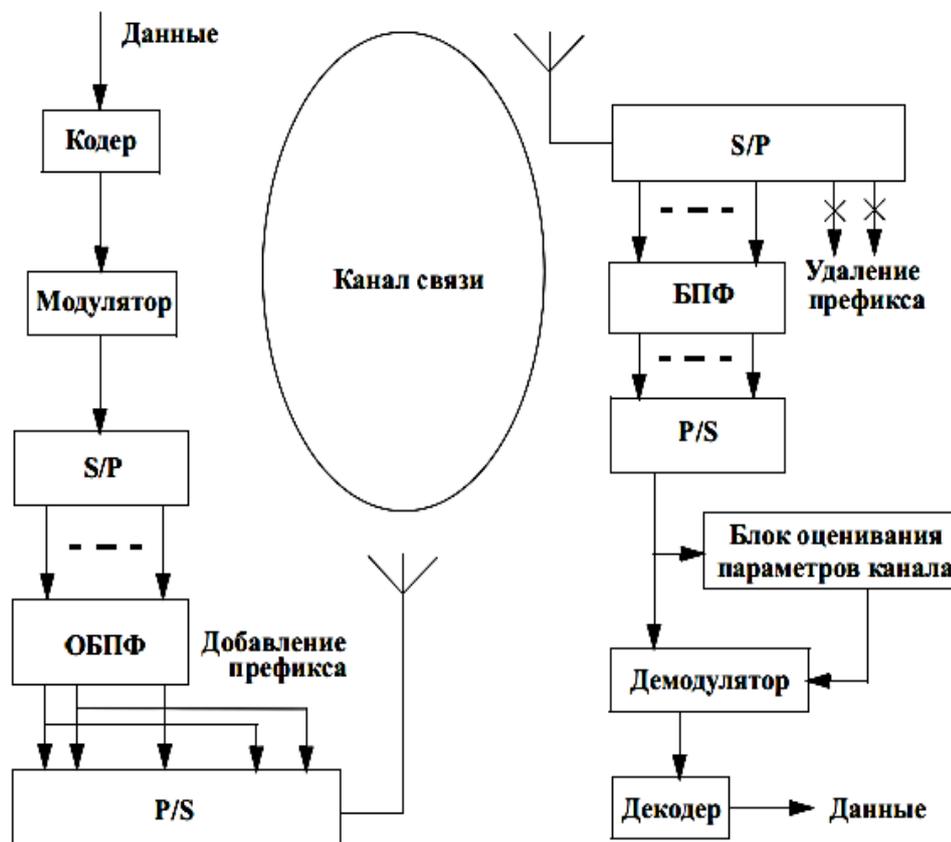


Рисунок 1.8 – Структурная схема системы связи с ортогональным частотным мультиплексированием.

На приёмной стороне, сигнал после дискретизации и удаления префикса поступает в блок БПФ, в котором происходит демодуляция OFDM сигнала. После преобразования полученного параллельного потока символов в последовательный, символы поступают на демодулятор и далее в блок оценивания параметров канала, необходимые для работы демодулятора.

В реальных условиях работы системы беспроводной подвижной связи с OFDM подвергаются воздействию различного рода замираний, затуханий. Поэтому для предоставления достаточного уровня помехоустойчивости необходимо использовать помехоустойчивое кодирование.

Однако, технологии OFDMA присущи и некоторые недостатки. Основным из них является тот факт, что OFDMA технология очень чувствительна к синхронизации по частоте. А также сформированный OFDMA сигнал обладает высоким порогом PAPR (Peak to Average Ratio). Это отражается на том, что эффективность используемого усилителя сигнала низка, что весьма критично для устройств с ограниченным запасом энергии

(мобильных терминалов). Поэтому данная технология применима только для нисходящего канала. В восходящем же канале LTE используется другая технология множественного доступа – SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access). Основное различие технологий SC-FDMA и OFDMA заключается в том, что в SC-FDMA применяется дополнительная обработка сигнала (преобразование Фурье) для уменьшения PAPR. В восходящем канале также могут быть использованы типы модуляции: QPSK, 16QAM, 64QAM.

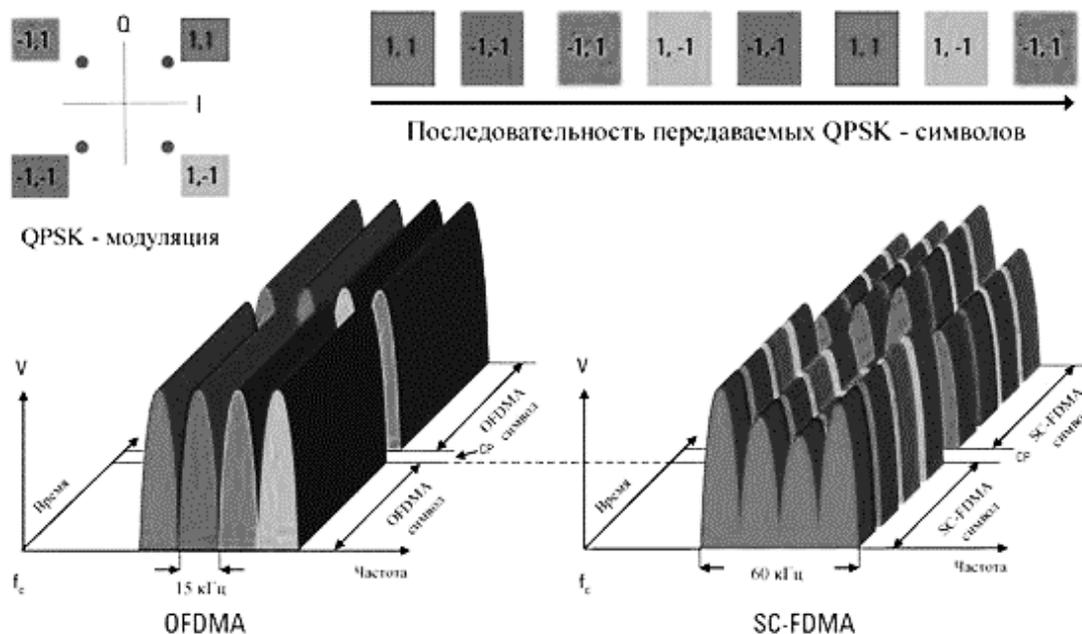


Рисунок 1.9 – Передача символов в радиоканале с применением технологий OFDMA и SC-FDMA

Рассмотрим пример с четырьмя поднесущими, т.е. для генерации одного SC-FDMA символа необходимо четыре символа данных. Используя одновременно первые четыре цветных символа QPSK (рисунок 1.9), образуется один SC-FDMA символ во временной области. Операция производится со скоростью, в M раз превышающей скорость символов SC-FDMA, таким образом один SC-FDMA символ включает в себя M последовательных символов данных QPSK.

В технологии OFDMA четыре (M) символа обрабатываются параллельно. Каждый символ модулируется собственной поднесущей с заданной фазой QPSK. Он занимает полосу частот, равную 15 кГц на время передачи одного символа OFDMA, которое составляет 66,7 мкс. В начале следующего символа OFDMA добавляется защитный интервал, который содержит циклический префикс (CP). CP является копией конца символа, добавленной к началу символа. Параллельная передача способствует тому, что символы данных и символы OFDMA имеют одинаковую длину.

В случае технологии SC-FDMA символы данных передаются

последовательно. Т.к. в данном конкретном примере использованы четыре поднесущих, за один период символа SC-FDMA передаются четыре символа данных. Период SC-FDMA символа имеет такую же длину, как и OFDMA символ, т.е. 66,7 мкс, но из-за последовательной передачи символы данных получаются короче, т.е. равными $66,7/M$ мкс. Таким образом, в связи с увеличением скорости следования символов их передача требует более широкую полосу частот. В итоге каждый символ в спектре занимает 60 кГц, а не 15 кГц, как это было в случае более медленных символов, используемых в технологии OFDMA. Защитный интервал CP вставляется после передачи четырех символов данных.

2 Экспериментальная часть

Технология LTE, разработанная консорциумом 3GPP, является одним из наиболее перспективных стандартов для развертывания сетей беспроводной широкополосной связи четвертого поколения [1]. Множество работ посвящены помехоустойчивости каналов связи технологии LTE, однако недостаточно сведений по исследованию помехоустойчивости при использовании квадратурной амплитудной модуляции.

Цель работы состоит в проведении эксперимента для исследования помехоустойчивости каналов связи технологии LTE при помощи моделирования в среде MatLAB.

В настоящей работе исследуется помехоустойчивость канала связи технологии LTE с использованием SISO- и MIMO-OFDM систем. Для этого создана программная реализация радиоканала с использованием SISO и MIMO систем в среде Simulink пакета прикладных программ MatLAB (рисунки 2.1, 2.2).

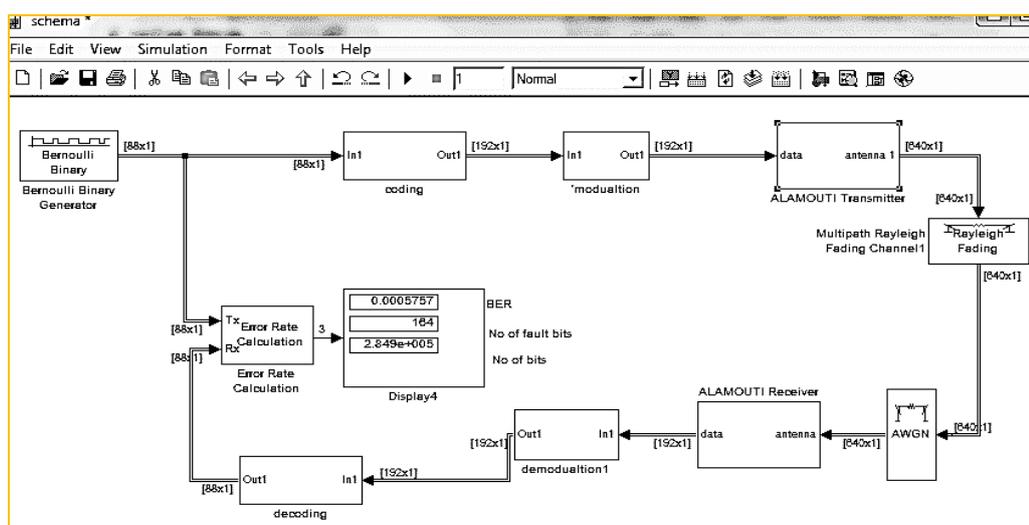


Рисунок 2.1 – Скриншот программной среды Simulink. Построение имитационной блок-схемы SISO канала

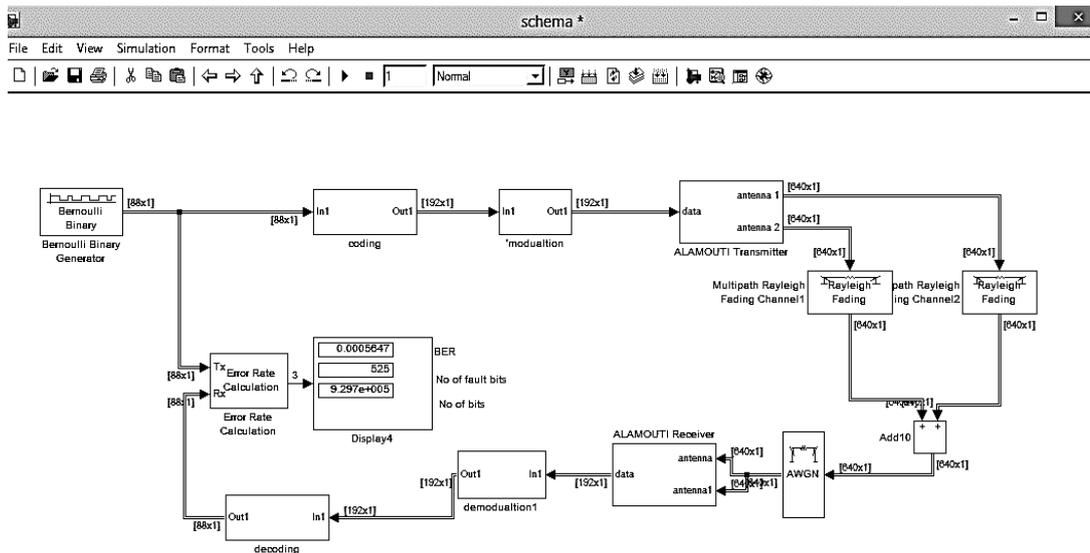


Рисунок 2.2 – Скриншот программной среды Simulink. Построение имитационной блок-схемы ММО канала (2×2)

Алгоритм работы исследуемой имитационной модели следующий: источник сигнала (Bernoulli Binary Generator) генерирует случайную двоичную последовательность, поступающую на вход свёрточного кодера, где с помощью регистра сдвига производится кодирование всей передаваемой последовательности. Далее сигнал поступает на модулятор, где закладывается информация в изменение фазы. Затем промодулированный сигнал поступает на вход пространственно-временного кодера Аламоути блоками по 2 символа, он формирует матрицу по определенному закону, каждая строка которой поступает отдельно на передающие антенны. Сигнал от передающих антенн поступает на приёмные антенны по Рэлеевскому каналу, претерпевая многолучевое рассеяние, доплеровский сдвиг, временную дисперсию. После чего на пространственно-временном декодере по определенному закону восстанавливается переданная последовательность. Далее следует демодулятор, декодер, а затем устройство, сравнивающее сигнал на передаче и на приеме, результат выводится на счетчик ошибок.

При создании схемы радиоканала использованы нижеописанные блоки программной среды Simulink.

Bernoulli Binary Generator – генератор случайной двоичной последовательности с распределением Бернулли (для распределения Бернулли вероятность «1» = p , вероятность «0» = $(1-p)$). Распределение Бернулли имеет среднее значение $(1-p)$ и дисперсию $p(1-p)$. Вероятность параметра «0» определяет p , где p - любое вещественное число от нуля до единицы.

Выходной сигнал может быть матрицей, вектором или одномерным массивом.

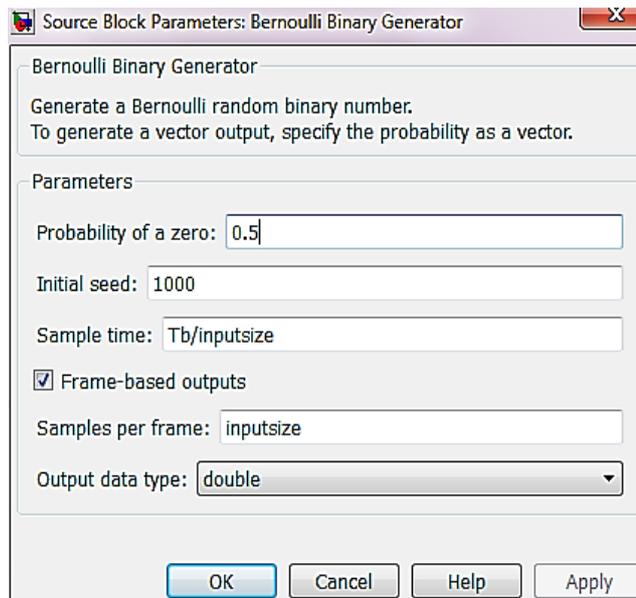


Рисунок 2.3 – Скриншот программной среды Simulink. Выбор параметров блока Bernoulli Binary Generator

Rectangular QAM modulator baseband – блок прямоугольного QAM-модулятора предназначен для модуляции сигнала M-арной квадратурной амплитудной модуляцией с созвездием на прямоугольной решетке. Выходной сигнал является низкочастотным промодулированным сигналом, который может быть представлен вектором входного сигнала, скаляром или матрицей.

Все значения мощностей рассчитаны на сопротивление в 1 Ом.

Если установлен параметр Integer, блок принимает целые значения от 0 до (M-1), где M представляет собой разрядность модуляции.

Если установлен параметр «Тип входа» - Bit, блок принимает бинарные значения на входе, которые представляют целые числа. Блок собирает значения бинарных сигналов в группы $K = \log_2(M)$ бит, где K представляет собой число бит на символ.

Длина входного вектора должна быть целым числом, кратным K. В этой конфигурации, блок принимает группу из K бит и преобразует их в символы на выходе блока. На выходе блока образуется один модулированный символ для каждой группы K бит.

Параметр упорядочивания созвездия указывает, каким способом блок присваивает двоичные символы точкам сигнальной совокупности. Такие присвоения применяются как к синфазным компонентам, так и квадратурным компонентам ввода. Если установлен параметр созвездия «Двоичный код», блок использует натуральную двоично кодированную совокупность. Если установлен параметр созвездия «код Грея» с чётным числом K, то блок использует код Грея. Если установлен параметр созвездия «код Грея» с нечётным числом K, блок кодирует созвездие так, чтобы пары самых близких точек отличались на один или два бита. На рисунке 2.4 представлено, какие

пары точек отличаются на два бита. Здесь представлен случай, когда $M = 128$, что описывает общий случай.

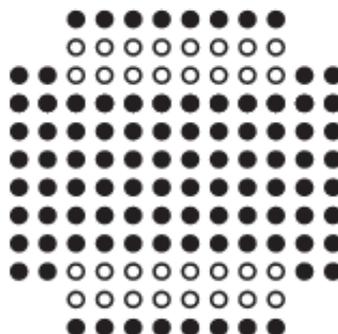


Рисунок 2.4 – Созвездие точек прямоугольного QAM- модулятора при использовании кода Грея

У сигнального созвездия есть точки M , где M представляет собой разрядность модуляции. M должна иметь вид 2^K для некоторого положительного целого числа K .

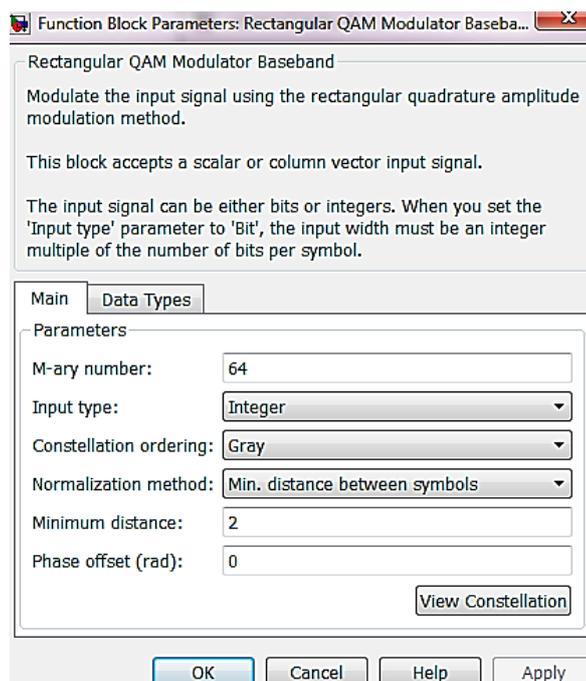


Рисунок 2.5 – Скриншот программной среды Simulink. Выбор параметров блока Rectangular QAM modulator baseband

Блок масштабирует сигнальное созвездие в зависимости от выбранного параметра метода нормализации. Ниже перечислены возможные параметры масштабирования:

- минимальное расстояние между символами – расстояние между ближайшей парой точек в созвездии;

- средняя мощность - средняя мощность символов в созвездии;
- пиковая мощность - максимальная мощность символов в созвездии.

Блок прямоугольного QAM модулятора обеспечивает возможность визуализации сигнального созвездия из блочной маски для определения параметров блока.

Разрядность M - число точек в сигнальном созвездии, представляющее собой число вида 2^K для некоторого положительного целого числа K .

Тип входной последовательности указывает, состоит ли входная последовательность из целых чисел или групп битов.

Упорядочивание созвездия определяет положение каждого символа группы выходных битов или целого числа на диаграмме блока.

Отображение совокупности – параметр вида строка или векторный столбец размера M , который должен иметь уникальные целочисленные значения в диапазоне $[0, M-1]$. Значения должны иметь тип данных `double`. Первый элемент этого вектора соответствует главной крайней левой точке созвездия с последующими элементами, идущими по столбцам, слева направо. Последний элемент соответствует самой правой нижней точке.

Метод нормализации определяет каким способом блок масштабирует сигнальное созвездие: минимальное расстояние между символами, средняя мощность или пиковая мощность.

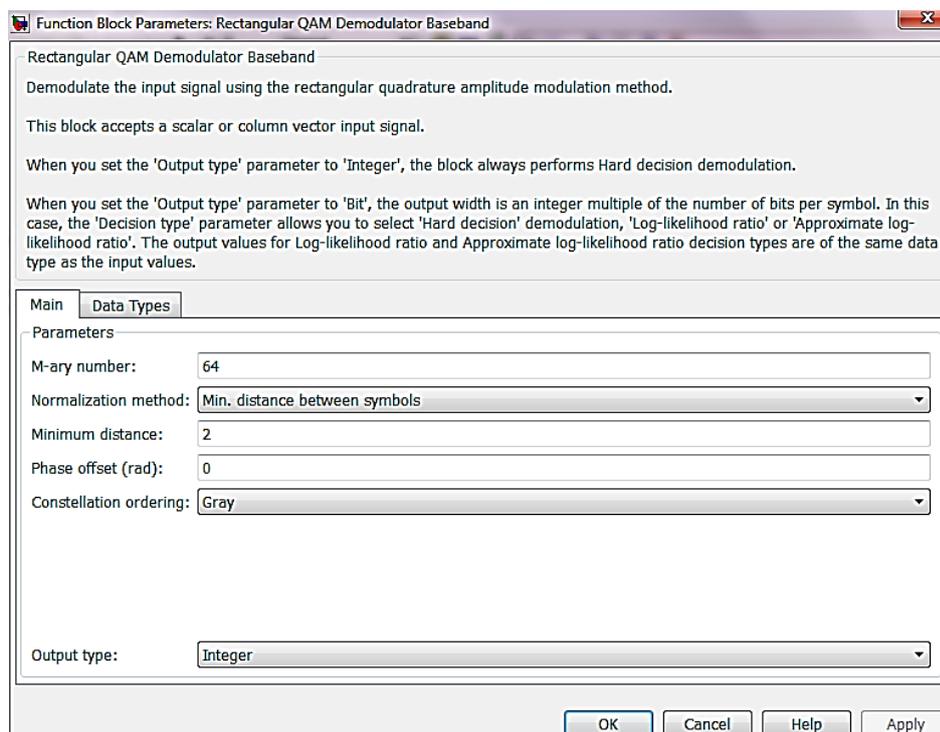


Рисунок 2.6 – Скриншот программной среды Simulink. Выбор параметров блока Rectangular QAM demodulator baseband

Rectangular demodulator QAM baseband – блок прямоугольного QAM демодулятора предназначен для демодуляции сигнала, который модулируется

с помощью квадратурной амплитудной модуляции с созвездием на прямоугольной решётке.

Все значения мощностей рассчитаны на сопротивление в 1 Ом. На вход данного блока может поступать вектор входного сигнала, скаляр или матрица. Созвездие сигнала имеет M точек, где M представляет собой разрядность модуляции. M должна иметь вид $2k$ для некоторого натурального K .

Дисперсия от источника шума. Этот параметр появляется при выборе типа решения «метод максимального правдоподобия» или «метод наибольшего правдоподобия».

Блок AWGN Channel добавляет белый шум к действительной или комплексной составляющей входного сигнала. Когда входной сигнал является реальным, этот блок добавляет реальный гауссовский шум и производит реальный выходной сигнал. Если входной сигнал является комплексным, этот блок добавляет комплексный гауссов шум и производит комплексный выходной сигнал соответственно. Блок AWGN берёт время выборки из входного сигнала.

Данный блок принимает входной сигнал вида скаляра, вектора или матрицы с одинарным или двоичным типом данных.

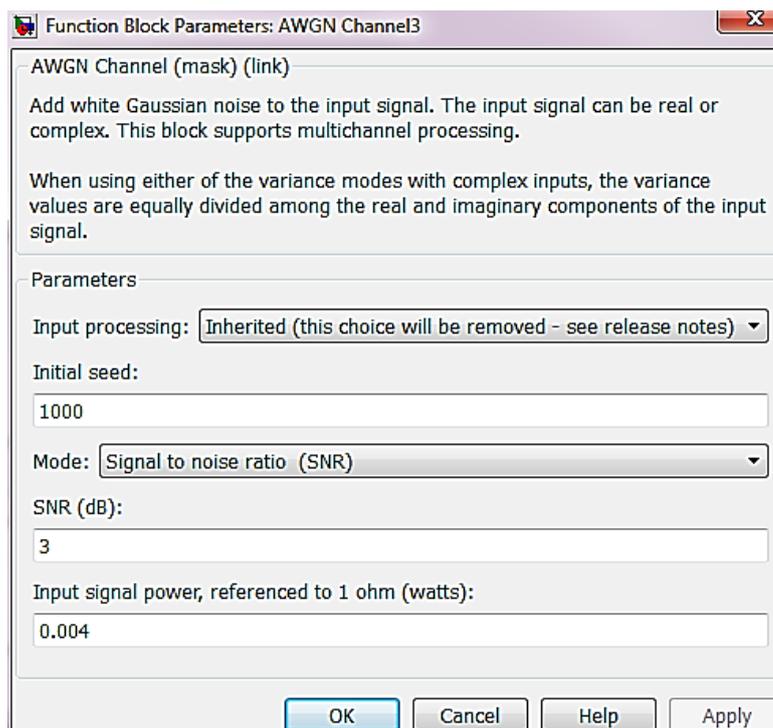


Рисунок 2.7 – Скриншот программной среды Simulink. Выбор параметров блока AWGN Channel

Обработка входных данных представляется в виде колонок в качестве каналов. Когда вы выбираете эту опцию, блок воспринимает каждый столбец входа в виде отдельного канала.

Начальные данные – данные для гауссовского генератора шума.

Числа генерируются случайным образом. Первоначальный параметр данных в этом блоке инициализирует генератор шума. Начальные данные могут быть скаляром или вектором с длиной, соответствующей количеству каналов во входном сигнале. Каждый раз, когда вы запускаете симуляцию, этот блок выдает один и тот же сигнал. Первый раз, когда вы запустите симуляцию, блок случайным образом выбирает первоначальное заполнение. Блок повторяет одни и те же начальные данные каждый раз, когда вы запускаете моделирование.

Выбор режима, в котором вы укажете дисперсии шума: сигнал-шум (E_b/N_0 , E_s/N_0 , SNR) - отклонения от маски или отклонение от порта. Все эти параметры показывают отношение сигнал/шум, однако имеют некоторое различие. E_b/N_0 (дБ) – показывает отношение бита энергии к мощности шума спектральной плотности, в децибелах; E_s/N_0 (дБ) – соотношение энергии символа к мощности шума спектральной плотности, в децибелах; SNR (дБ) – отношение мощности сигнала к мощности шума в децибелах.

В данном окне также выставляются параметры для моделирования.

Количество бит на символ – число битов в каждом символе ввода. Мощность входного сигнала, по отношению к 1 Ом (Вт).

Среднеквадратичная мощность входных символов (если Режим E_b / N_0 или E_s / N_0) или входных выборок (Если режим SNR) в ваттах.

Символ за период – продолжительность информационного канала (т.е. без канального кодирования), измеряется в секундах.

Дисперсия – значение дисперсии белого гауссовского шума.

The Multipath Rayleigh Fading Channel – блок «канал многолучевого Рэлеевского Затухания» реализует моделирование канала с многолучевым Рэлеевским замиранием. Вы можете использовать этот блок для моделирования мобильных беспроводных систем связи. Этот блок принимает некое скалярное значение входного сигнала или вектор-столбец. Блок принимает образец времени от входного сигнала. Входной сигнал должен иметь дискретное время выборки больше, чем 0.

Относительное движение между передатчиком и приемником вызывает доплеровский сдвиг частоты сигнала. Вы можете указать доплеровский спектр затухания Рэля с использованием параметра доплеровского типа спектра. Для каналов с несколькими путями распространения, вы можете назначить для каждого пути свой доплеровский спектр.

Поскольку многолучевой канал отражает сигналы в нескольких местах, передаваемый сигнал проходит к приемнику по нескольким путям, каждый из которых может иметь различные расстояние и временные задержки. В диалоговом окне блока, параметр дискретной векторной задержки определяет время задержки для каждого пути. Если вы не установили значение вектора параметра усиления на 0 дБ в параметре Normalize, общий коэффициент усиления примет среднее значение усиления для каждого пути. Когда вы установите флажок, блок использует кратное вектора среднего усиления пути вместо самого среднего вектора усиления путь, выбирая коэффициент

масштабирования так, что эффективное усиление канала, учитывая все пути, составляет 0 дБ.

Число путей указывает длину дискретных векторных задержек пути или среднее вектора усиления пути. Если оба эти параметра являются векторами, то они должны иметь одинаковую длину; если только один из этих параметров содержит скалярное значение, то блок преобразует его в вектор, размер которого совпадает с размером другого вектора.

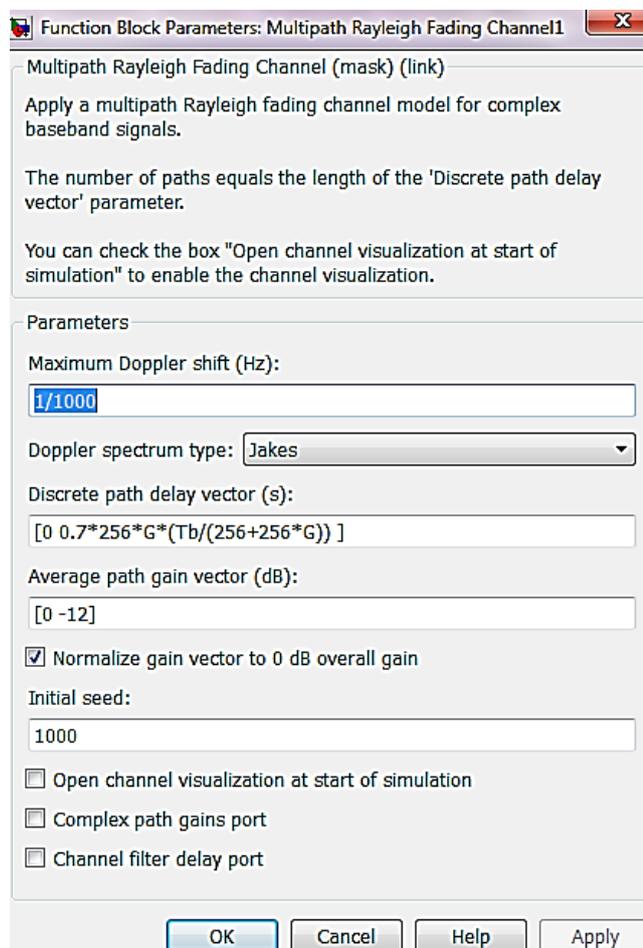


Рисунок 2.8 – Скриншот программной среды Simulink. Выбор параметров блока Multipath Rayleigh Fading Channel

Максимальный доплеровский сдвиг (Гц) - положительное скалярное значение, которое указывает величину максимального доплеровского смещения.

Тип спектра Допплера определяет спектр Допплера в Рэлеевском канале. Этот параметр по умолчанию выставлен Jakes. Кроме того, вы также можете выбрать любой из следующих типов:

- Flat;
- Gaussian;
- Rounded;
- Restricted Jakes;

- Asymmetrical Jakes;
- Bi-Gaussian;
- Bell.

Для всех типов доплеровского спектра, кроме Jakes и Flat, вы можете выбрать один или несколько параметров для управления формой спектра.

Вы также можете выбрать тип задержек. Задержки дискретного пути вектора (с), представляющие вектор, который определяет задержку распространения для каждого пути. Средний вектор усиления пути (дБ) - вектор, который определяет коэффициент усиления для каждого пути.

Нормализация усиления вектора общего коэффициента усиления на 0 дБ. Можно добавить визуализацию канала в начале моделирования. Для этого установите этот флажок, чтобы открыть инструмент визуализации канала, когда начинается моделирование.

Комплексное усиление пути порта. Для активации данной функции установите этот флажок, чтобы создать порт, который выводит значения комплексного усиления пути для каждого из путей распространения сигнала. Здесь N представляет собой число выборок входного сигнала, а M представляет собой количество дискретных дорожек (количество задержек).

Порт канальной задержки фильтра. Для применения данной функции установите этот флажок, чтобы создать порт, который выводит значение задержки. Эта задержка равна нулю, если моделируется только один путь, но может быть больше нуля, если путей несколько.

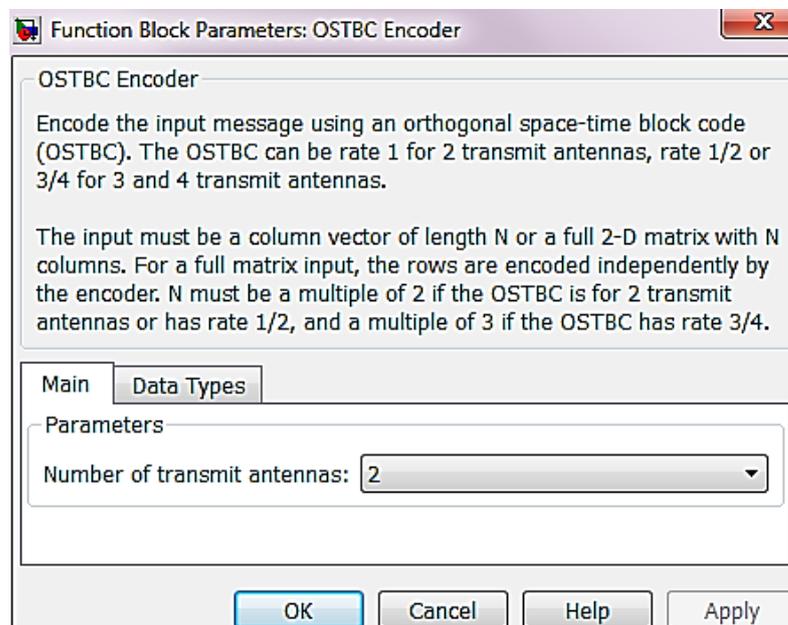


Рисунок 2.9 – Скриншот программной среды Simulink. Выбор параметров блока OSTBC Encoder

Блок OSTBC кодирует последовательности входных символов с использованием ортогонального пространственно-временного блочного кода

(OSTBC). Блок отображает входные символы поблочно и объединяет выходные кодовые слова матрицы во временной области.

Блок поддерживает временные и пространственные домены для передачи блочного кода.

В данном блоке можно выбрать количество антенн на передающей стороне. Блок поддерживает 2, 3, или 4 передающие антенны. По умолчанию используется 2.

Устанавливается скорость передачи кода. Вы можете указать 3/4 или 1/2. Это поле появляется только при использовании более 2 передающих антенн, поле по умолчанию установлено значение 3/4. Для 2 передающих антенн это значение составляет 1.

Блок OSTBC сумматор складывает значения входного сигнала от всех приемных антенн и оценивает сигнал, чтобы извлечь полезную информацию из символов, которые были закодированы с использованием ортогонального пространственно-временного блочного кода OSTBC.

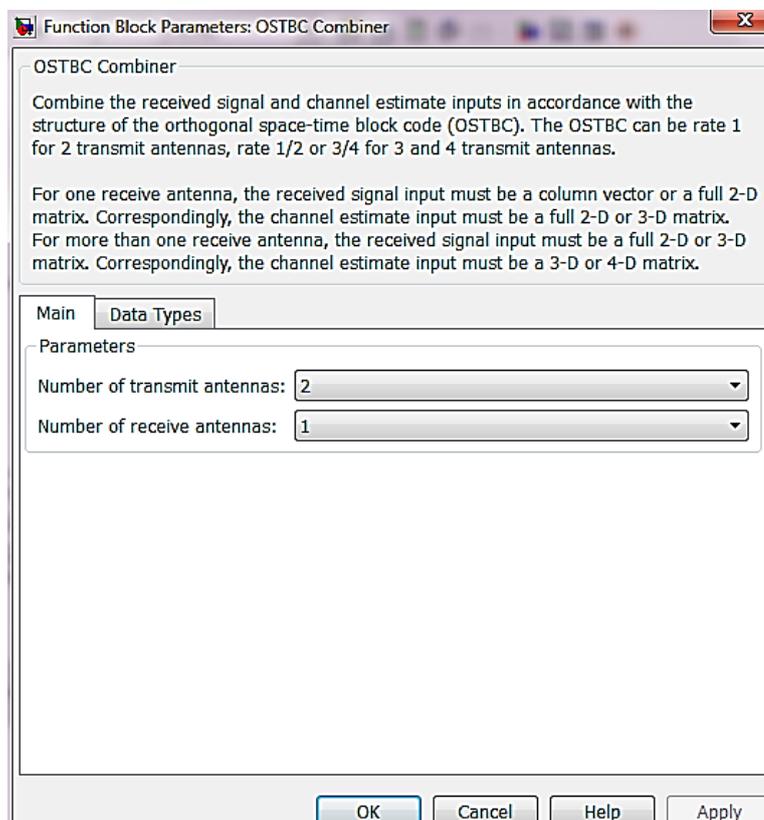


Рисунок 2.10 – Скриншот программной среды Simulink. Выбор параметров блока OSTBC Combiner

Оценка входного сигнала не может быть постоянной в течение каждой передачи кодового блочного слова, поэтому в данном блоке используется алгоритм оценки только первого периода символа на одно кодовое слово блока. Блок проводит операции комбинирования для каждого символа самостоятельно.

В работе исследована помехоустойчивость канала связи технологии LTE при различных типах модуляции: BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM; значение SNR для исследования достаточного уровня BER рассматриваемых видов модуляции выставлялось в блоке AWGN (рисунки 2.11, 2.12).

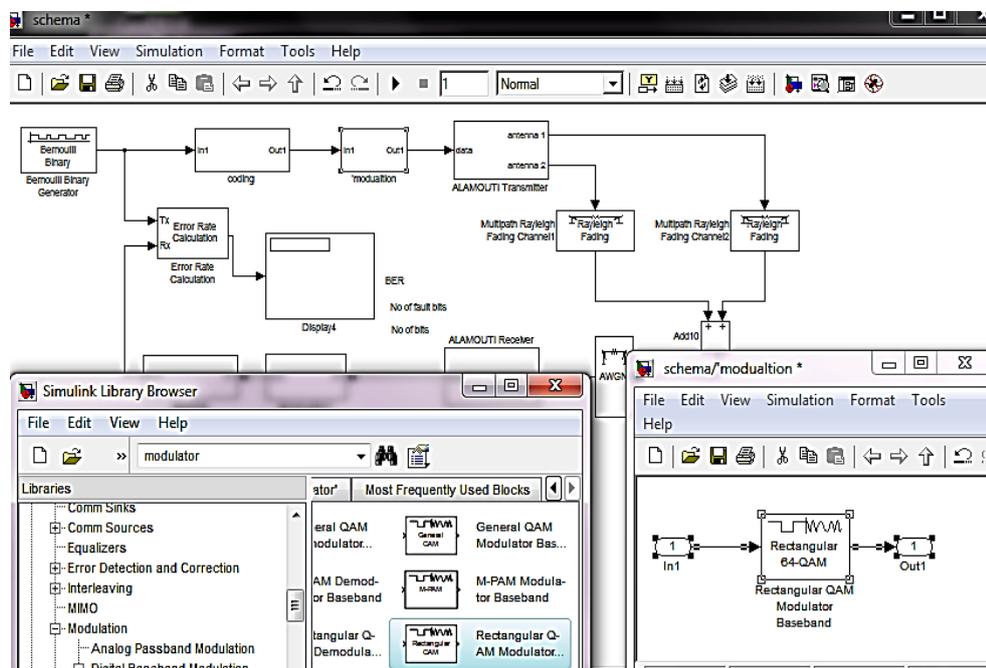


Рисунок 2.11 – Скриншот программной среды Simulink. Построение блок-схемы выбора модулятора

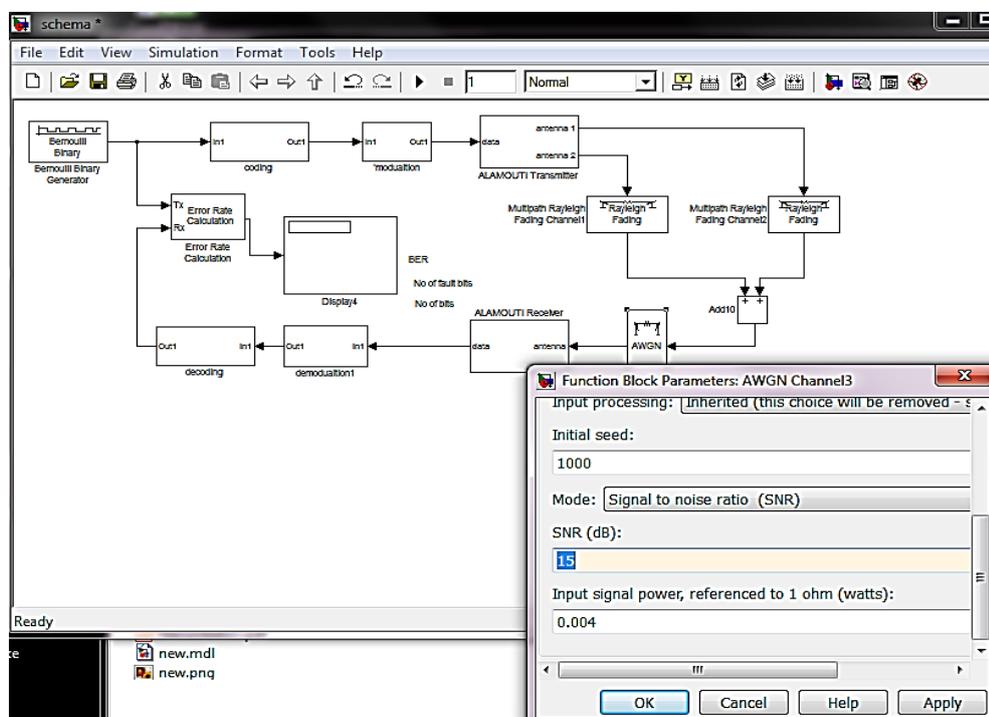


Рисунок 2.12 – Скриншот программной среды Simulink. Блок изменения значения SNR

В результате эксперимента получены графики зависимости вероятности битовых ошибок (BER) от отношения сигнал/шум (SNR) в канале с системами SISO и MIMO (рисунки 2.13, 2.14).

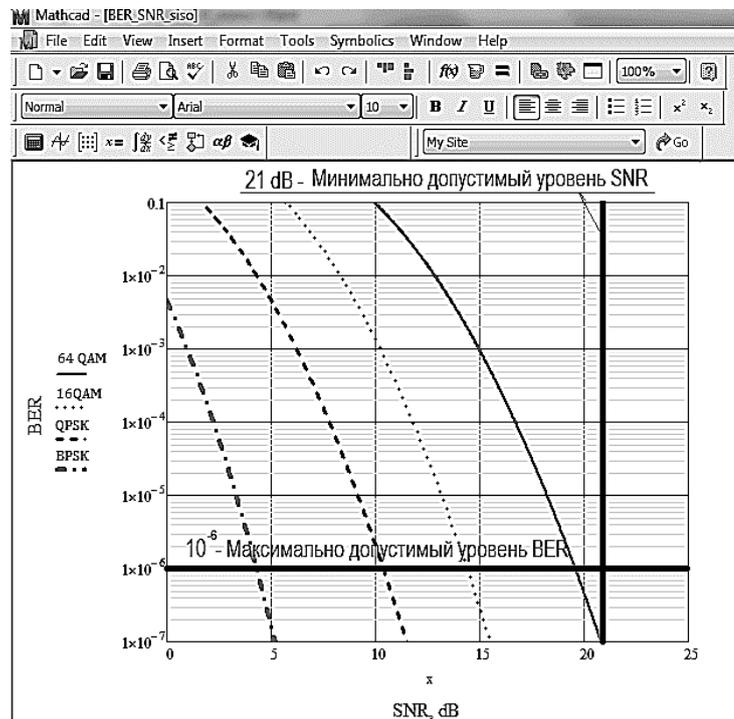


Рисунок 2.13 – Кривые зависимости BER от SNR для различных типов модуляции для канала с SISO

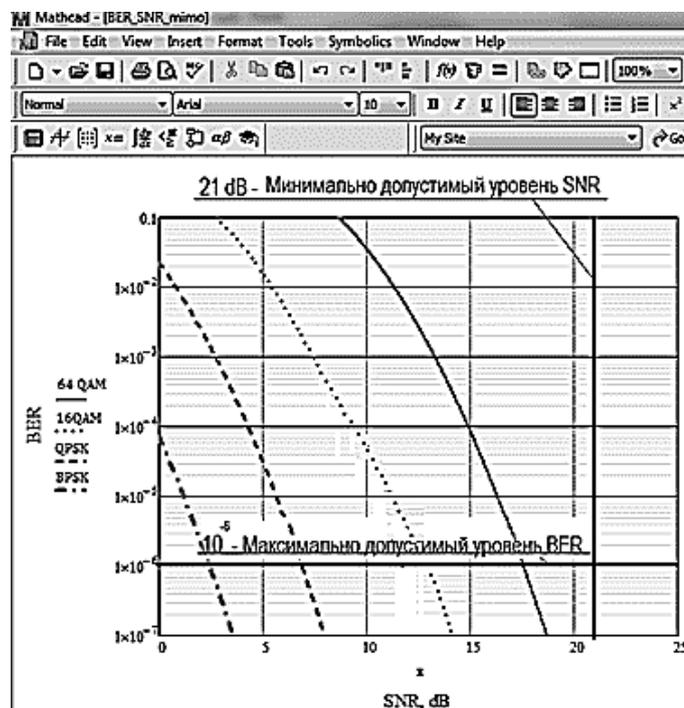


Рисунок 2.14 – Кривые зависимости BER от SNR для различных типов модуляции для канала с MIMO

Погрешность графических отсчётов составляет $\pm 0,5$ дБ.

Допустимым уровнем BER при SNR 21 дБ является 10^{-6} для менее помехозащищённого типа модуляции 64QAM[6]. Соответственно, для более низких типов модуляции значение SNR должно быть ниже.

В результате моделирования получены значения SNR при уровне BER 10^{-6} (согласно спецификации стандарта IEEE 802.16m) [6], приведённые в таблице 2.1. Значение SNR при данном уровне BER соответствуют нормам стандарта IEEE 802.16m.

Таблица 2.1 – Зависимость BER от SNR для различных типов модуляции

Тип модуляции	Максимально допустимые значение SNR согласно спецификации, дБ	Значение SNR для исследуемого канала, дБ
BPSK	3	3
QPSK	9	6,8
16QAM	15,5	13,5
64QAM	21	18,9

В ходе проведённого эксперимента были получены значения BER при заданном уровне сигнала для каналов с системами SISO и MIMO. Было определено, что каналы с системой MIMO более помехоустойчивы, чем каналы с системой SISO. Помехоустойчивость рассмотренной в работе модели канала MIMO (2×2) соответствует нормам стандарта IEEE 802.16m.

3 Расчётная часть

3.1 Показатели качества цифровых каналов связи

Основным назначением каналов связи является передача информации. Исследуемые в данной работе широкополосные каналы связи предназначены для передачи данных, в частности мобильных, аудио- и видеосигналов. На качество передаваемого сигнала влияет множество факторов. К основным, наиболее широко изучаемым причинам снижения качества сигнала, относятся: искажение сигнала и снижение значения отношения сигнал/шум (SNR — Signal Noise Ratio). В теории связи к понятию сигнал относят видеоимпульс, информационный сигнал, или модулированную несущую. На снижение достоверности передачи аналоговых сигналов влияют так называемые интермодуляционные искажения (например, канальные искажения). Применительно к цифровым системам связи в основном используют понятие межсимвольной интерференции. В данной работе

произведён расчёт вероятности появления битовой ошибки (BER — Bit Error Rate) в зависимости от заданного значения SNR.

По отношению к аналоговым сигналам критерием качества является показатель S/N (Signal to Noise), который определяет отношение средней мощности сигнала (S) к средней мощности шума (N). Для цифрового сигнала данный критерий обозначается как E_b/N_0 (формула (3.1)). Здесь E_b — энергия бита, определяемая как произведение мощности сигнала S и времени передачи одного бита T_b ; N_0 — спектральная плотность мощности шума, которую можно выразить как отношение мощности шума N к ширине полосы пропускания W.

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{ST_b}{N/W} \quad (3.1)$$

Время передачи одного бита можно представить как $1/R$, где R — битовая скорость, т.к. время и скорость передачи бита взаимно обратны:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{SR}{N/W} \quad (3.2)$$

Для более наглядного выделения отношения сигнал/шум представим формулу (3.2) в следующем виде (формула (3.3)):

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \left(\frac{W}{R} \right) \quad (3.3)$$

3.2 Расчёт показателей качества для многопозиционной модуляции

Введём понятие метрики качества системы цифровой связи, которая представляет собой график зависимости вероятности появления ошибочного бита BER (Bit Error Probability) от отношения E_b/N_0 . Отношение E_b/N_0 — это безразмерная величина, характеризующая производительность и помехоустойчивость системы связи. В цифровых системах связи передача символов осуществляется в течение времени передачи одного символа — T_s . По отношению к одному информационному символу мощность находится в прямой зависимости от скорости передачи. Наиболее удобным параметром для описания цифрового сигнала является энергия, которую можно представить как мощность, проинтегрированную по времени. Поэтому для цифровых систем связи таким параметром является нормированный параметр E_b/N_0 [3].

На рисунке 3.1 представлен «водопадоподобный» вид большей части таких кривых при условии, что $E_b/N_0 \geq X_0$, $P_B \leq P_0$, где X_0 — некоторый критерий отношения сигнал/шум для обеспечения удовлетворительной связи. Т.е. с

увеличением значения требуемого отношения E_b/N_0 повышается эффективность процесса детектирования при данной вероятности ошибки.

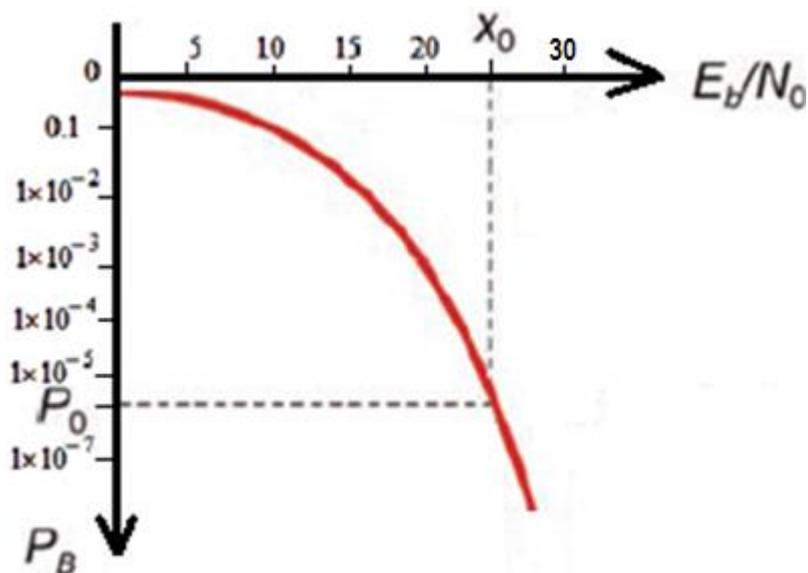


Рисунок 3.1 – Общий вид кривых зависимости вероятности ошибочно переданного бита к уровню E_b/N_0

Сравнение одной цифровой системы с другой должно производиться с помощью критерия качества на битовом уровне. Поэтому в цифровых системах наиболее удобно использовать параметр E_b/N_0 , а не S/N , который незаменим для аналоговых систем связи.

Поскольку понятие спектральной плотности мощности шума N_0 описывает нормированный параметр E_b/N_0 , подробнее опишем понятие мощности шума. В теории связи для описания модели случайного (хаотического) процесса чаще всего используется шум, который описывается гауссовским (нормальным) распределением. Шум возникает как результат одновременного воздействия нескольких независимых друг от друга случайных источников. Одним из примеров равномерного шума является тепловой шум, который обусловлен броуновским движением электронов в проводнике. Такой шум называется белым.

Поскольку на входе приёмного устройства канала цифровой системы связи стоят фильтры, примем, что реальный белый шум соответствует идеальному. Шум ограничен по спектру, а значит, его мощность также конечна. Рассчитывая мощность N реального белого шума в полосе частот W (Гц), используется абсолютная температура источника шума T , измеряемая в Кельвинах ($K^0 = C^0 + 273$) и спектральная плотность мощности шума, измеряемая в Вт/Гц:

$$N_0 = N/W \tag{3.4}$$

Наибольшая мощность шума от теплового источника вычисляется по формуле (3.5):

$$N = kTW, \quad (3.5)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ (Дж/К) — постоянная Больцмана.

Для расчётов наиболее удобным является применение формул (3.6), (3.7), преобразованных из формулы (3.5) в децибельном виде:

$$N = -228,6 + 10\lg(T) + 10\lg(W), \text{ дБ} \cdot \text{Вт} \quad (3.6)$$

$$N_0 = -228,6 + 10\lg(T), \text{ дБ} \cdot \text{Вт/Гц} \quad (3.7)$$

Зная, что энергия сигнала $E = ST_0$, а мощность шума $N = N_0W$, где T_0 — время передачи сигнала, получаем формулу (3.8):

$$\frac{E}{N} = \frac{SWT_0}{N} \quad (3.8)$$

Величина WT_0 представляет коэффициент пересчёта отношения энергий сигнала и шума в отношение их средних мощностей.

Число уровней амплитуд L при передаче цифрового сигнала с форматом модуляции М-КАМ (QAM), где M представляет разрядность модуляции, определяем из формулы (3.9):

$$L = \sqrt{M} \quad (3.9)$$

Энергия символа сигнала определяется по формуле (3.10):

$$ES = E_b \log_2(L) \quad (3.10)$$

В случае передачи в основной полосе частот многоуровневых импульсов, которые совпадают с полосой Найквиста, где $W_N = 1/2T_b$, мощность символа и мощность шума определяются по формулам (3.11) и (3.12) соответственно:

$$S = \frac{E_b}{T_b} \log_2 L \quad (3.11)$$

$$N = N_0 \frac{1}{2} T_b \quad (3.12)$$

Таким образом, отношение сигнал/шум принимает вид:

$$\frac{S}{N} = 2(\log_2 L) \frac{E_b}{N_0} \quad (3.13)$$

Формулу (3.13) можно преобразовать в вид:

$$\frac{S}{N} = \frac{E_b}{N_0} + 10 \lg(m), \quad (3.14)$$

где $m = 2(\log_2 L) = \log_2 M$ — коэффициент маппинга (число бит на символ информации).

Таким образом, для сигналов с типом модуляции 16QAM разница между отношениями S/N и E_b/N_0 составляет 6 дБ.

Ещё одним показателем, характеризующим отношение мощностей, является отношение несущая/шум (C/N). Он определяет, во сколько раз мощность C принимаемой модулированной ВЧ несущей на выходе приёмного фильтра больше мощности шума N .

Ниже в формуле (3.15) указана зависимость:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} + 10 \lg \frac{W}{f_s \cdot m}, \text{ дБ}, \quad (3.15)$$

где f_s — символьная скорость.

При определении защитного отношения учитываются следующие параметры: шум, полоса частот, метод кодирования, а также значение коэффициента скругления, обозначенный на рисунке 3.2 (безразмерная величина, принимающая значения от 0,15 до 1) [3].

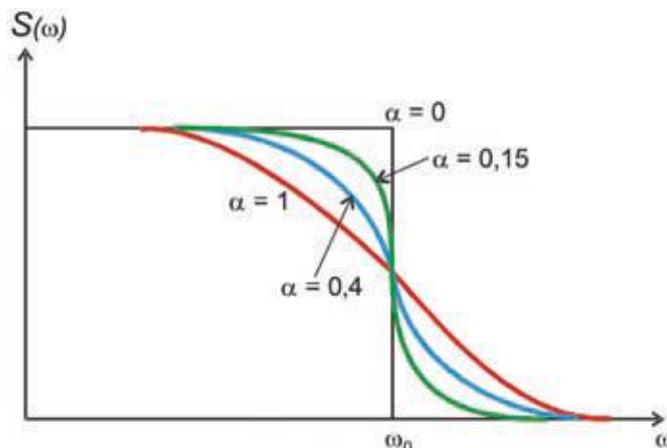


Рисунок 3.2 – зависимость формы сигнала от коэффициента скругления

Кроме того, для более точного расчёта отношения сигнал/шум в реальных условиях выведена корректирующая формула:

$$\frac{C}{N} = \frac{E_b}{N_0} + 10 \lg \left(\frac{\log_2 M}{1+a} \right), \quad (3.16)$$

где a – коэффициент скругления спектра.

Формула пересчёта (3.16) выведена из расчёта, что реальная полоса шума для идеальной цифровой системы занимает полосу частот:

$$W = (1+a)f_s, \quad (3.17)$$

а мощность несущей определяется как:

$$C = E_b \log_2(M) \cdot f_s \quad (3.18)$$

Свёрточный код также оказывает влияние на канал связи. Коэффициент, корректирующий ошибки FEC (Forward Error Correction) принимает значения от 1/2 до 7/8. Чем он ниже, тем ниже скорость передачи данных. При значении FEC = 1/2, E_b/N_0 снизится в 2 раза, т.е. на 3 дБ. Физический смысл данного примера заключается в том, что половина мощности сигнала уходит на FEC. Следовательно, значение E_b/N_0 увеличивают на величину, равную $10 \lg(1/\text{FEC})$ по отношению к C/N. Например, при скорости кодирования RC = 1/2 уровень FEC составит 3 дБ, при RC = 7/8 – 0,58 дБ. Однако, при RC = 1, FEC равен нулю.

Для определения качества канала связи вводится два схожих понятия: вероятность появления битовой ошибки (BER) и скорость появления битовой ошибки (BER). На практике удобнее использовать понятие BER, т.к. есть возможность физического измерения данной величины.

3.3 Расчёт вероятности битовой ошибки в канале связи технологии LTE

При распространении в радиоэфире сигнал претерпевает различного рода изменения: искажения, снижение отношения сигнал/шум (SNR - Signal Noise Ratio). В цифровых системах радиосвязи используется обозначение E_b/N_0 – отношение энергии одного бита к спектральной плотности шума, согласно формуле (3.14).

Используя формулу пересчёта (3.17), можно легко вычислить показатель BER при заранее известном уровне SNR:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} - 10\lg\left(\frac{204}{188}\right) - 10\lg(m) + 10\lg\left(\frac{1}{CR}\right), \text{ дБ}, \quad (3.17)$$

где CR – скорость кодирования.

Вероятность битовой ошибки в Гауссовском канале распространения имеет вид:

$$P_b \approx \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} \cdot Q\left[\sqrt{\left(\frac{3\log_2 L}{L^2-1}\right) \frac{2E_b}{N_0}}\right], \quad (3.18)$$

где $Q(x)$ является табличной величиной, которая напрямую не рассчитывается.

Однако, для $x < 3$ значение параметра $Q(x)$ можно рассчитать по формуле (3.12):

$$Q(x) \approx \frac{1}{x\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \quad (3.19)$$

Для минимизации расчётов на практике пользуются кривыми зависимости BER от SNR(E_b/N_0), представленными в логарифмическом масштабе (рисунок 3.3).

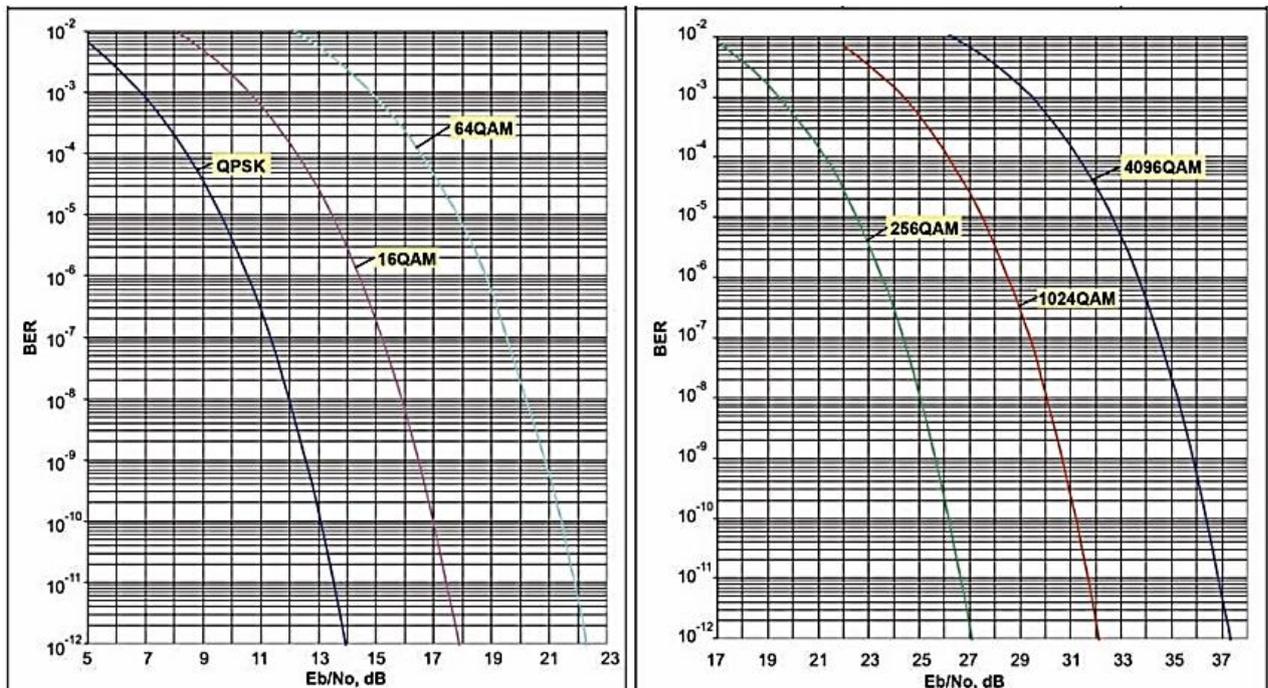


Рисунок 3.3 – Кривые зависимости BER от E_b/N_0 в логарифмическом масштабе

Для подтверждения проведённого эксперимента рассчитаем вероятность появления битовых ошибок при заданном уровне отношения сигнал/шум.

Необходимо подтвердить, что при использовании типа модуляции 64QAM при заданном значении SNR=18,9 дБ уровень BER не превышает 10^{-6} .

Для расчётов воспользуемся формулами (3.18) и (3.19):

$$P_b \approx \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} \cdot Q \left[\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right) \frac{2E_b}{N_0}} \right] = \frac{2(1-8^{-1})}{\log_2 8} \cdot Q \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 8}{8^2 - 1} \frac{2E_b}{N_0}} \right] =$$

$$= \frac{7}{12} \cdot Q \left(\sqrt{\frac{2 E_b}{7 N_0}} \right)$$

Отсюда $x=2/7$

Переведём значение отношения сигнал/шум в единицы:

$$18,9 \text{ дБ} = 10^{1,89} = 78$$

Подставим значение $Q(x)$ и SNR для расчёта уровня BER:

$$Q \left(\sqrt{x \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right) = Q \left(\sqrt{\frac{2}{7} \cdot 78} \right) = 1,24 \cdot 10^{-6}$$

$$P_b = BER = \frac{7}{12} \cdot Q \left(\sqrt{\frac{2 E_b}{7 N_0}} \right) = 7 \cdot 10^{-7}$$

Таким образом, из расчётов видно, что при данном значении SNR=18,9 дБ уровень BER соответствует требованиям качества к каналу связи технологии LTE.

Аналогичный расчёт произведём для типа модуляции 16QAM при заданном SNR=13,5 дБ

$$P_b \approx \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} \cdot Q \left[\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right) \frac{2E_b}{N_0}} \right] = \frac{2(1-4^{-1})}{\log_2 4} \cdot Q \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 4}{4^2 - 1} \frac{2E_b}{N_0}} \right] =$$

$$= \frac{3}{4} \cdot Q \left(\sqrt{\frac{4 E_b}{5 N_0}} \right)$$

Отсюда $x=4/5$

Переведём значение отношения сигнал/шум в единицы:

$$13,5 \text{ дБ} = 10^{1,35} = 22,4$$

Подставим значение $Q(x)$ и SNR для расчёта уровня BER:

$$Q\left(\sqrt{x \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{4}{5} \cdot 22,4}\right) = 1,21 \cdot 10^{-5}$$

$$P_b = BER = \frac{3}{4} \cdot Q\left(\sqrt{\frac{4}{5} \frac{E_b}{N_0}}\right) = 9 \cdot 10^{-6}$$

Таким образом, из расчётов видно, что при заданном значении SNR=13,5 дБ уровень BER также соответствует требованиям качества к каналу связи технологии LTE.

Произведём сравнение результатов расчётов и результатов экспериментального моделирования, приведённых в таблице 3.1 (рисунки 3.3, 3.4).

Таблица 3.1 – Зависимость BER от SNR по результату эксперимента и расчётов

Тип модуляции	Значение SNR по результатам расчётов, дБ	Значение SNR по результатам эксперимента, дБ
16QAM	12,9	13,5
64QAM	19	18,9

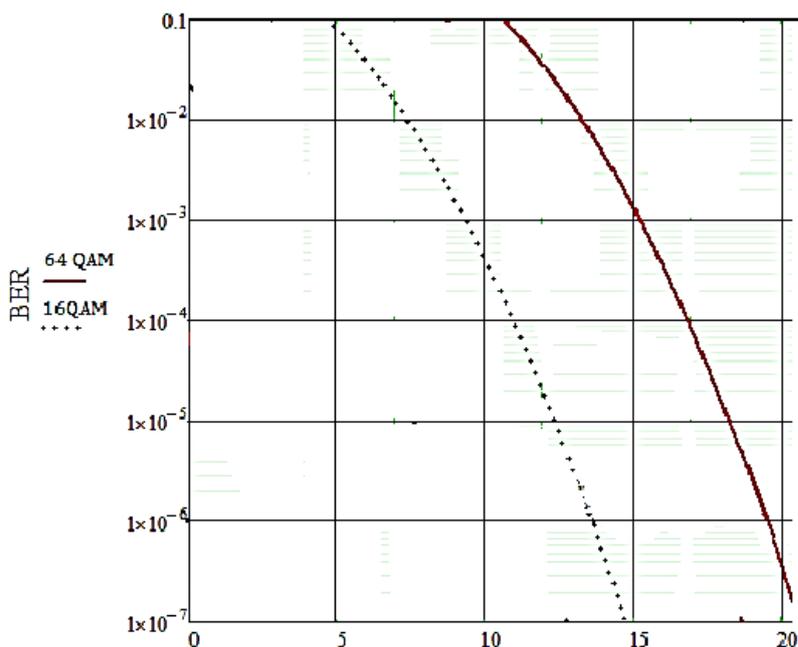


Рисунок 3.3 – Кривые зависимости BER от SNR, полученные в результате эксперимента

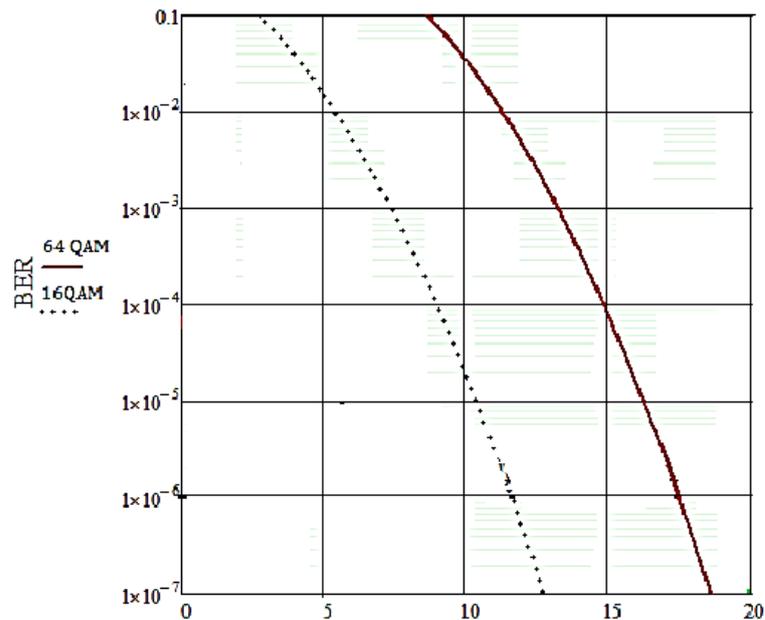


Рисунок 3.4 – Кривые зависимости BER от SNR, полученные в результате расчётов

Погрешность результатов экспериментальных и расчётных данных составляет:

$$\frac{E_{b_{изм}} - E_{b_{эксп}}}{E_{b_{изм}}} = \frac{19,3 - 18,9}{19,3} \cdot 100\% = 0,02 \cdot 100\% = 2\% \quad \text{для 64QAM}$$

$$\frac{E_{b_{изм}} - E_{b_{эксп}}}{E_{b_{изм}}} = \frac{13,5 - 12,9}{13,5} \cdot 100\% = 0,04 \cdot 100\% = 4\% \quad \text{для 16QAM}$$

Расхождение значений в 3-5% является допустимым.

Таким образом, можно сделать вывод, что результаты расчётов и экспериментов удовлетворяют нормам стандарта IEEE 802.16m

Заключение

Стандарт беспроводной высокоскоростной широкополосной передачи данных LTE несомненно имеет привилегии на телекоммуникационном рынке перед другими технологиями. Однако, в настоящее время спрос всё больше проявляется на получение качественных услуг связи. Поэтому актуальным остаётся вопрос помехоустойчивости каналов связи.

Повышению помехоустойчивости каналов связи технологии LTE способствует поддержка многоантенной системы MIMO, использование квадратурной амплитудной модуляции, а также применение технологии OFDM. Кроме того, применение данных технологий существенно повышает скорость передачи данных и снижает задержки.

В данной диссертационной работе исследованы методы помехоустойчивости каналов связи технологии LTE посредством программной реализации в среде MatLAB. Результаты исследования показали, что на качество сигнала влияют не только внешние факторы, но также и методы обработки данных, используемые в приёмо-передающем тракте радиоканала. Для повышения качества радиосигнала используют методы многопозиционной модуляции, пространственного кодирования сигнала. Экспериментальным путём доказано, что использование многоантенной системы MIMO повышает помехоустойчивость радиоканала. Полученные в ходе эксперимента результаты подтверждены расчётами.

На основании полученных данных можно сделать вывод, что применение технологии OFDM в условиях городской застройки также повышает помехоустойчивость радиоканала, способствуя противостоянию межсимвольной интерференции, затуханиям, частотно-избирательным замираниям.

Список сокращений

LTE - Long Term Evolution
W-CDMA - Wideband Code Division Multiple Access)
UMTS - Universal Mobile Telecommunications System
GSM - Global System for Mobile Communications
QoS - Quality of Service
EPS - Evolved Packet System
e-UTRAN - Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network
e-UTRA - Evolved Universal Terrestrial Radio Access
FD-LTE - Frequency Division
TD-LTE - Time Division
OFDM - Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
QPSK - Quadrature phase shift keying
QAM - Quadrature Amplitude Modulation
MIMO - Multiple Input Multiple Output
MAC - Medium Access Control
SGSN - Serving GPRS Support Node
GGSN - GPRS Gateway Service Node
NGMN - Next Generation Mobile Networks
PDN - Packet Data Network
APN - Access Point Name
PDN - Packet Data Network
APN - Access Point Name
S-GW - Serving Gateway
PGW - Packet Data Network Gateway
MME - Mobility Management Entity
UPE - User Plane Entity,
SAE - System Architecture Evolution
RAN - Radio Access Network
MN - Mesh Network
RNC - Radio Network Controller
UE - User Equipment
SC-FDMA - Single Carrier Frequency Division Multiple Access
OFDMA - Orthogonal Frequency Division Multiple Access
BER – Bit Error Rate

Список литературы

- 1 Гельгор А. Л. Технология LTE мобильной передачи данных: учебное пособие. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011
- 2 Ал-Джанаби Х. Д. Connection quality improving of systems with MIMO in indirect visibility terms / Х. Д. Ал-Джанаби // 15-й Юбилейный Международный молодежный форум Радиотехника и молодежь в XXI веке» Сб. материалов форума. Т. 4. – Харьков: ХНУРЭ. – 2011. – С. 5.
- 3 С.Н. Песков, А.Е. Ищенко Расчет вероятности ошибки в цифровых каналах связи // журнал Теле-Спутник – ноябрь, 2010, сс. 70-75
- 4 Марчук А.В. Адаптивная модуляция в каналах MIMO/ Марчук А.В., Вадиа З., Ал-Джанаби Х. // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. – 2010. – Вып. 163. – С.122–128
- 5 Абдул Базит. Расчет сетей LTE. – Хельсинский технологический университет, 2009
- 6 Loshakov V. A. Adaptive modulation in LTE technology by using OFDMA and SC-FDMA with MIMO / V. A. Loshakov, H.D. Al-Janabi, Y. T. Hussein, N. T. Nasif // Восточно-Европейский журнал передовых технологий (ISSN 1729-3774). – 2013. – Vol. 2/9 (62). – P. 8–11.
- 7 Техническая спецификация стандарта IEEE 802.16m: www.ieeeexplore.ieee.org
- 8 Попов В.И. – Основы сотовой связи стандарта GSM, Москва, «Эко-Трендз», 2005 –126 с.
- 9 Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Юрчук А.Б. – Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура, Москва, «Эко-Трендз», 2010 – 158 с.
- 10 Вишневецкий В.М., Портной С.Л., Шахнович И.В. – Энциклопедия 4G, Москва, «Техносфера», 2009 – 314 с.
- 11 Мясковский Г.М. – Системы производственной радиосвязи: Справочник, Москва, «Связь», 1980 – 96 с.
- 12 Шелухин О.И., Арсеньев А.В., Фоминский В.Ю. – Алгоритм оценки вероятности пакетирования ошибок в каналах связи систем беспроводного доступа с подвижными объектами // «Вестник ассоциации вузов туризма и сервиса» №1(8) 2009, стр. 70-77
- 13 Девицына С. Н. Сети связи и системы коммуникаций: методическое указание – Ижевск.: Изд-во ИжГТУ, 2006.
- 14 Alexiou A., Haardt M. Smart antenna technologies for future wireless systems: trends and challenges Communications Magazine, IEEE, Sept. 2004, vol. 42, iss. 9, pp. 90–97
- 15 Hend Koubaa Smart antenna based broadcasting in wireless ad hoc networks Ad Hoc Networks, Jan. 2006, vol. 4, iss. 1, pp. 138-146
- 16 Martin Haardt, Quentin Spencer Smart antennas for wireless communications beyond the third generation Computer Communications, Jan. 2003, vol. 26, iss. 1, pp. 41-45

- 17 Ana Pérez-Neira, Xavier Mestre, and Javier Rodríguez Fonollosa, Universitat Politècnica de Catalunya Smart Antennas in Software Radio Base Stations IEEE Communications Magazine, Feb. 2001, vol. 39, iss. 2, pp. 166 -173
- 18 Seungheon Hyeon, Yusuk Yun, Seungwon Choi Novel automatic calibration technique for smart antenna systems Digital signal processing, Jan. 2009, vol. 19, iss. 1, pp. 14-21
- 19 Hend Koubaa Smart antenna based broadcasting in wireless ad hoc networks Ad Hoc Networks, Jan. 2006, vol. 4, iss. 1, pp. 138-146
- 20 Rezk M., Kim W., Yun Z., Iskander M.F. Performance comparison of a novel hybrid smart antenna system versus the fully adaptive and switched beam antenna arrays Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, 2005, vol. 4, pp. 285-288
- 21 Kai Chen, Fan Jiang A range-adaptive directional MAC protocol for wireless ad hoc networks with smart antennas AEU – International Journal of Electronics and Communications, Nov. 2007, vol. 61, iss. 10, pp. 645-656
- 22 Lee, Weon-Cheol; Choi, Seungwon; Kim, Jae-Moung Essential Considerations in Implementing the Smart Antenna System for Downlink Beamforming Wireless Personal Communications, Nov. 2005, vol. 35, number 3, pp. 227-240(14)
- 23 Mahmoud, K. R.; El-Adawy, M. I.; Ibrahem, S. M. M.; Bansal, R.; Zainud-Deen, S. H. MPSO-MOM: A Hybrid Modified Particle Swarm Optimization and Method of Moment Algorithm for Smart Antenna Synthesis Electromagnetics, Aug. 2008, vol. 28, number 6, pp. 411-426(16)
- 24 Mina Yazdanpanah, Chadi Assi, Yousef Shayan Cross-layer optimization for wireless mesh networks with smart antennas Computer Communications, Oct. 2011, vol. 34, iss. 16, pp. 1894-1911
- 25 J.C. Mundarath, P. Ramanathan, B.D. Van Veen A quality of service aware cross-layer approach for wireless ad hoc networks with smart antennas Ad Hoc Networks, Jul. 2009, vol. 7, iss. 5, pp. 891-903
- 26 Mani, V.; Bose, R. Direction of Arrival Estimation of Multiple UWB Signals Wireless Personal Communications, Mar. 2011, vol. 57, number 2, pp. 277-289(13)
- 27 Dandekar, K.R.; Hao Ling; Guanghan Xu Experimental study of mutual coupling compensation in smart antenna applications Wireless Communications, IEEE Transactions on, Jul 2002, vol. 1, iss. 3, pp. 480-487
- 28 Haipeng Jin; Acampora, A. A reservation-based media access control (MAC) protocol design for cellular systems using smart antennas-part I. Flat fading Wireless Communications, IEEE Transactions on, Mar. 2005, vol. 4, iss. 2, pp. 792-801

Приложение А

Моделирование канала связи технологии LTE в программной среде MatLAB версии R2011b

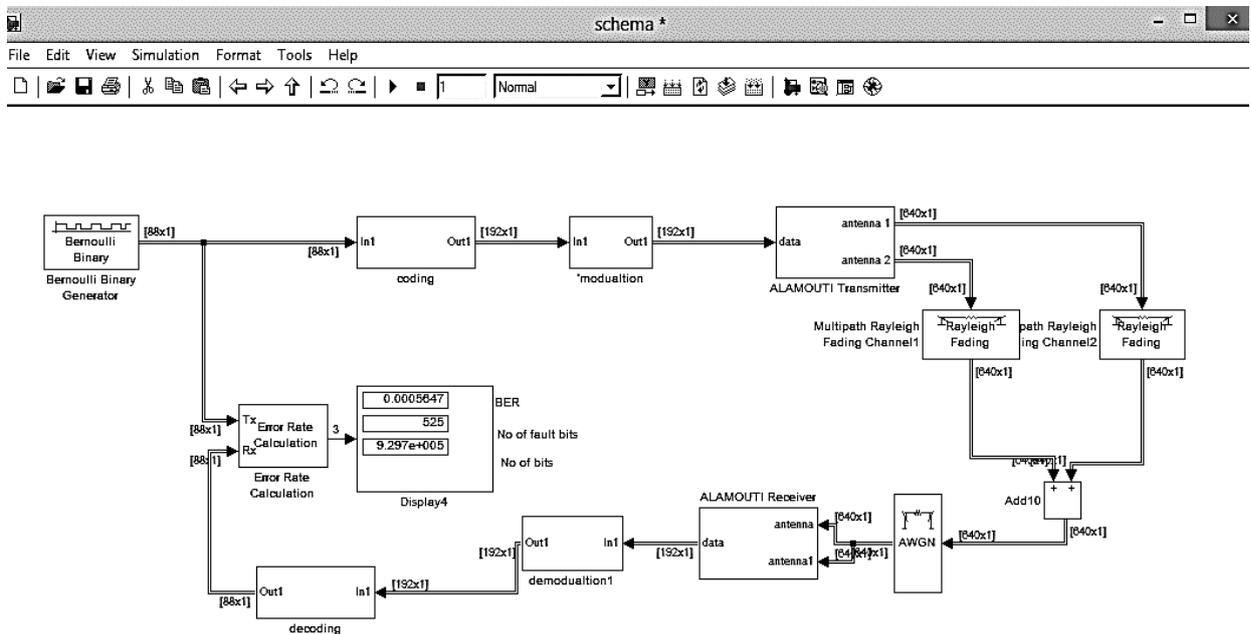


Рисунок А.1 – Скриншот программной среды Simulink. Построение имитационной блок-схемы ММО канала (2×2)

Приложение Б

Графическое представление радиуса действия базовой станции стандарта LTE

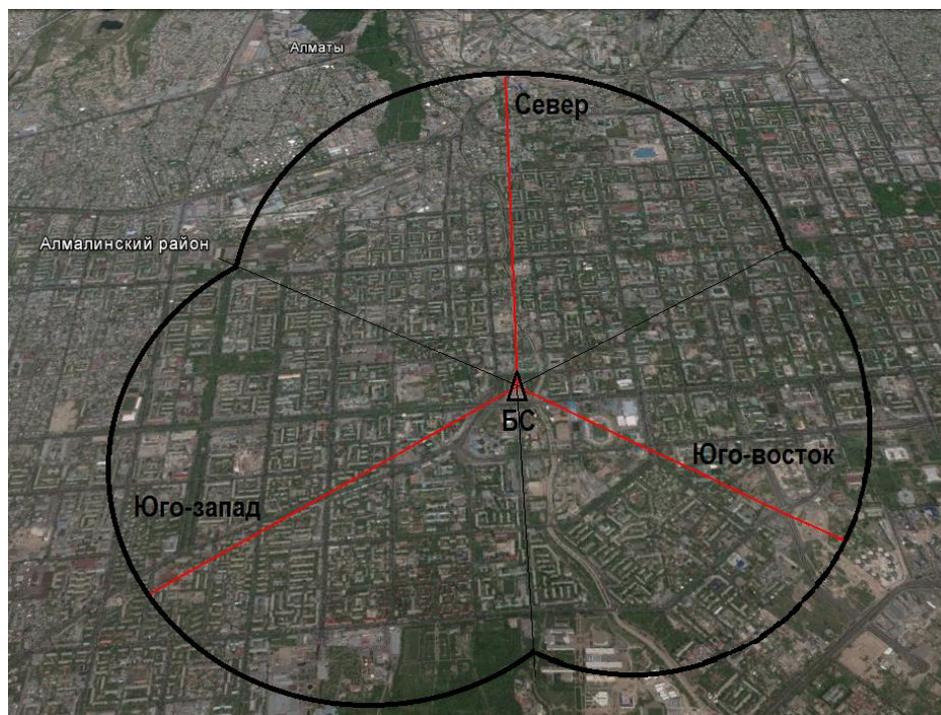


Рисунок Б.1 – Радиус действия базовой станции стандарта LTE

Приложение В

Графическое представление результатов в программной среде MathCAD

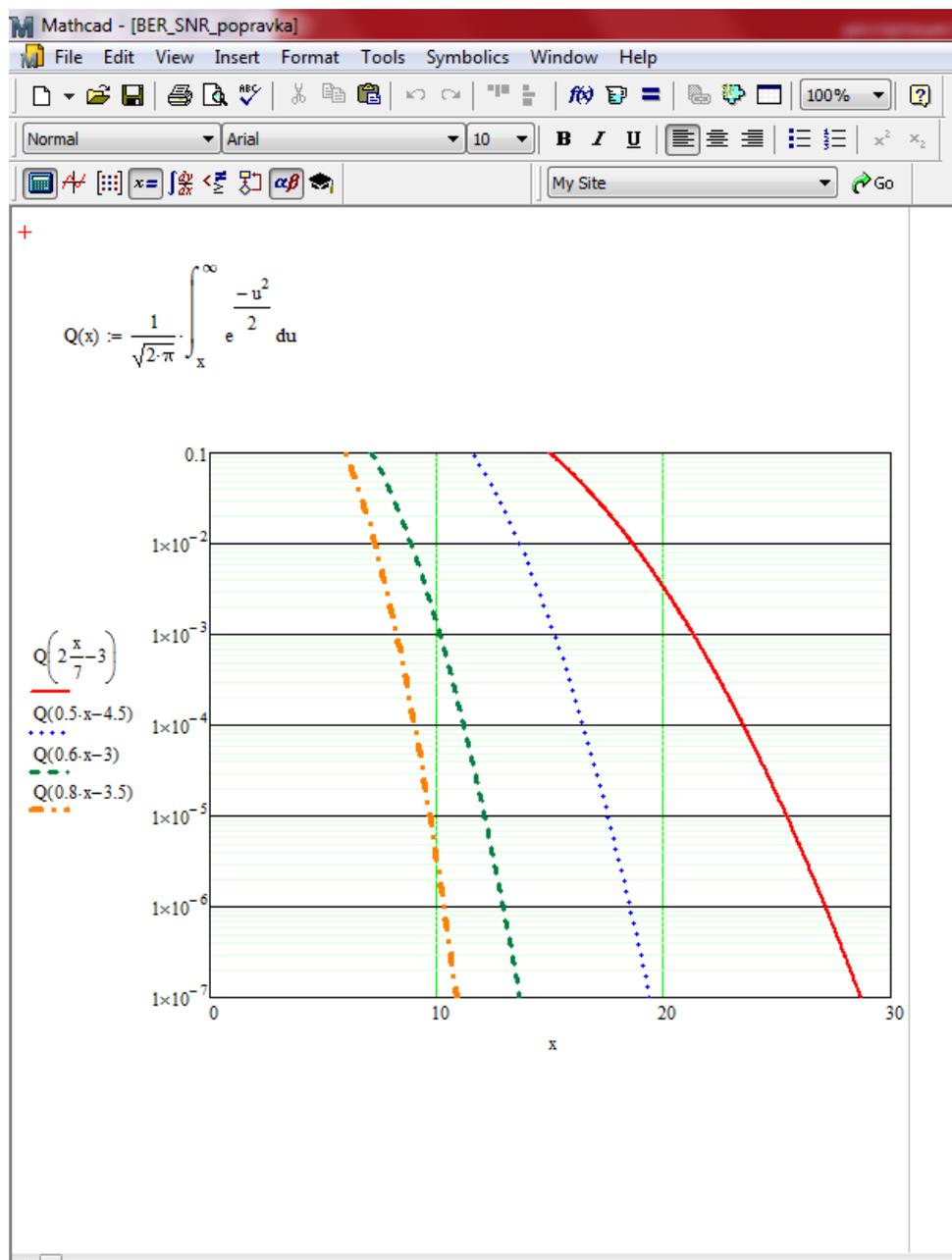
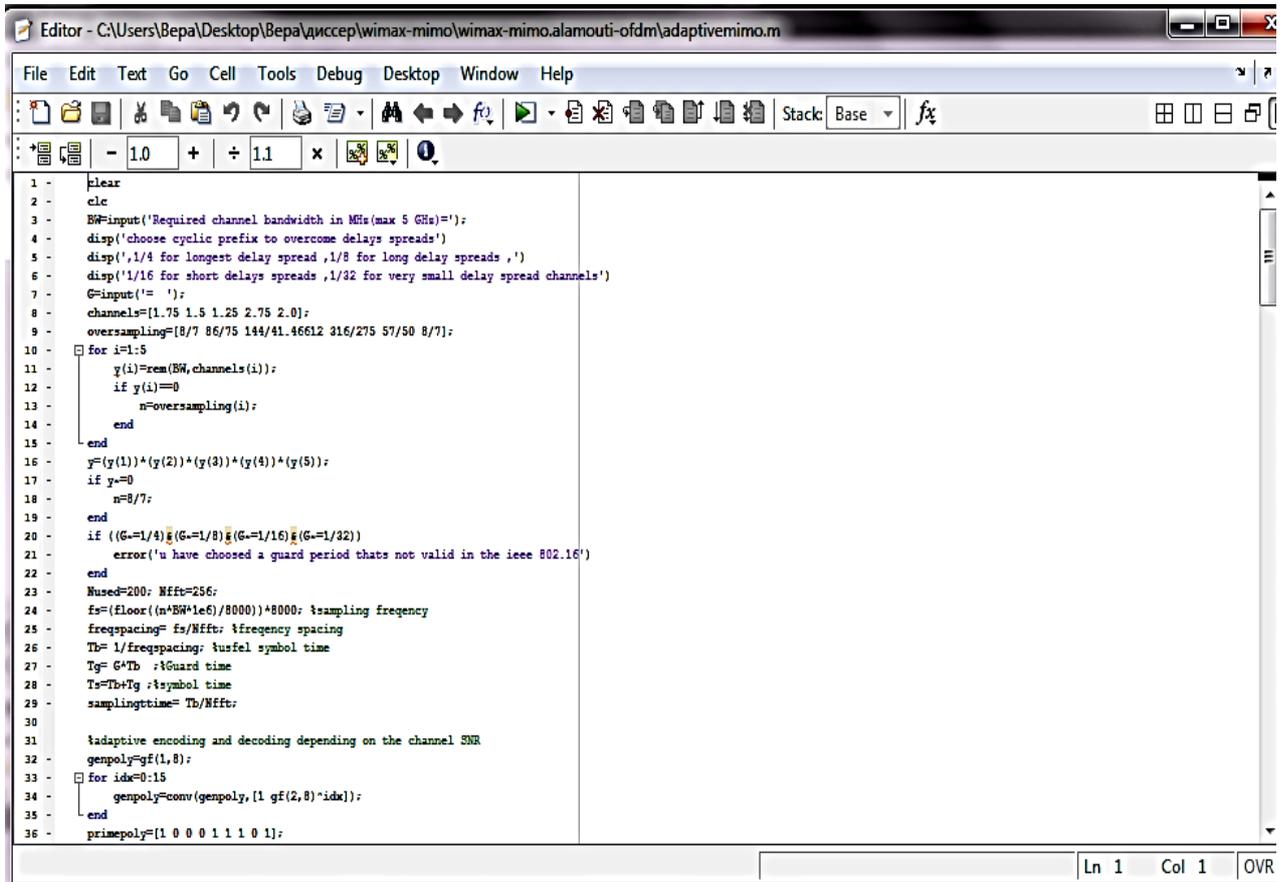


Рисунок В.1 – Построение графиков зависимости BER от SNR в программной среде MathCAD

Приложение Г

Листинг программы MatLAB



```
1 - clear
2 - clc
3 - BW=input('Required channel bandwidth in MHz(max 5 GHz)=');
4 - disp('choose cyclic prefix to overcome delays spreads')
5 - disp('1/4 for longest delay spread ,1/8 for long delay spreads ,')
6 - disp('1/16 for short delays spreads ,1/32 for very small delay spread channels')
7 - G=input(' ');
8 - channels=[1.75 1.5 1.25 2.75 2.0];
9 - oversampling=[8/7 86/75 144/41.46612 316/275 57/50 8/7];
10 - for i=1:5
11 -     y(i)=rem(BW,channels(i));
12 -     if y(i)==0
13 -         n=oversampling(i);
14 -     end
15 - end
16 - y=(y(1))+y(2)+y(3)+y(4)+y(5);
17 - if y==0
18 -     n=8/7;
19 - end
20 - if ((G==1/4) && (G==1/8) && (G==1/16) && (G==1/32))
21 -     error('u have choosed a guard period thats not valid in the ieee 802.16')
22 - end
23 - Nused=200; Nfft=256;
24 - fs=(Floor((n*BW*1e6)/8000))+8000; %sampling frequency
25 - freqspacing= fs/Nfft; %frequency spacing
26 - Tb= 1/freqspacing; %usel symbol time
27 - Tg= G*Tb ;%Guard time
28 - Ts=Tb+Tg ;%symbol time
29 - samplingtime= Tb/Nfft;
30
31 - %adaptive encoding and decoding depending on the channel SNR
32 - genpoly=gf(1,8);
33 - for idx=0:15
34 -     genpoly=conv(genpoly,[1 gf(2,8)^idx]);
35 - end
36 - primepoly=[1 0 0 1 1 1 0 1];
```

Ln 1 Col 1 OVR

Рисунок Г.1 – Скриншот листинга программы MatLAB