

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: Исследование трафика в LTE сетях: анализ эффективности TSM кодирования

Магистрант Кадим О.К.
(Ф.И.О.)

_____ группа НПМ-12-01
(подпись)

Руководитель к.т.н., доцент
(ученая степень, звание)

Жунусов К.Х
(подпись) (Ф.И.О.)

Рецензент _____
(ученая степень, звание)

_____ (подпись) _____ (Ф.И.О.)

Консультант по ВТ к.х.н., ст.преп.
(ученая степень, звание)

Данько Е.Т.
(подпись) (Ф.И.О.)

Нормоконтроль ст.преп
(ученая степень, звание)

Кудинова В.С.
(подпись) (Ф.И.О.)

Алматы, 2014

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

Факультет Радиотехники и связи

Специальность 6М071900 – Радиотехника, электроника и телекоммуникации

Кафедра Телекоммуникационных систем

ЗАДАНИЕ

На выполнение магистерской диссертации

Магистранту Кадим Олжасу Косайулы
(фамилия, имя, отчество)

Тема диссертации: Исследование трафика в LTE сетях: анализ
эффективности TSM кодирования

утверждена Ученым советом университета №142 от «31» 10. 2013 _____.
Срок сдачи законченной диссертации «9» 06.2014г. _____.

Целью исследования является изучение такой схемы, где выигрыш от кодирования может быть достигнут без расширения полосы пропускания и может быть относится к кодовой модуляции.

Перечень подлежащих разработкам магистерской диссертации вопросов или краткое содержание магистерской диссертации:

1. Анализ применяемых современных системах модуляции/демодуляции, способов борьбы с помехами, а также их эффективность.
2. Постановка задачи.
3. Исследование потенциала TSM для LTE.
4. Выбор и обоснование TSM между другими модуляционными методами.
5. Расчет и методика экспериментального моделирования.
6. Экспериментальное определение основных показателей качества решетчатых схем для телекоммуникационных систем четвертого поколения.

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей):

1. Разбиение Унгербоека набора сигналов;
2. Модифицированная диаграмма состояний конструкции TSM для 4-х состояний на сигналах 8-ФМ;
3. Базовая архитектура сети E-UTRA;
4. Принципиальная схема TSM.
5. Схема для визуализации сигнала.

Рекомендуемая основная литература

1. Прокис Дж. Цифровая связь. — Пер. с англ. // — М.: Радио и связь, 2000. — 800 с.
2. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / пер. с англ. В. Б. Афанасьева. — М.: Техносфера, 2006. — 320 с.
3. Скляр Бернанд. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр. : Пер. с англ. М. : Издательский дом "Вильямс", 2003. — 1104 с.

Г Р А Ф И К
подготовки магистерской диссертации

Наименование разделов, перечень разрабатываемых вопросов	Сроки представления Научному руководителю	Примечание
1. Обзор литературы согласно теме		
2. Анализ и выбор необходимых литературных источников относительно систем TSM и LTE	01.10.13-01.12.13	обзор
3. Сравнение между TSM/TTSM и VISM-ID в имитационной среде MatLab	14.01.13-17.12.13	отчет
4. Исследование оборудования для эксперимента	20.01.14-25.03.14	отчет
5. Экспериментальное исследование решетчато-кодовых модуляции	25.09.14-10.04.14	отчет
6. Анализ полученных значений	11.04.14-21.05.14	отчет

Дата выдачи задания _____

Зав.Кафедрой _____ (Шагиахметов Д.Р.)
(подпись) (Ф.И.О.)

Руководитель диссертации _____ (Жунусов К.Х.)
(подпись) (Ф.И.О.)

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

Аңдатпа

Берілген магистрлік диссертацияда TCM-нің (торлы кодалық модуляция) LTE желісінде қолдану мүмкіндігі қарастырылған. Диссертацияда TCM-ның басқа модуляциялардан артықшылығы, сондай ақ деректерді таратудың жылдамдығы, бөгеулдерге жоғары төзімділігі және спектралды тиімділігі тәжірбиелі түрде дәлелденген.

Аннотация

В данной магистерской диссертации рассмотрена возможность применение TCM (решетчатая кодовая модуляция) для сетей LTE. В работе экспериментально доказано преимущество TCM перед другими методами схемами модуляции, а также ряд преимуществ в скорости передачи данных, в помехозащищенности, а также в спектральной эффективности.

Abstract

In this master's thesis examined the possibility of the use of TCM (Trellis Codes Modulation) for networks of LTE. In experimentally proven an advantage over other methods of TCM modulation schemes, as well as numerous advantages in speed of data transmission, noise immunity, as well as spectral efficiency.

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

Факультет Радиотехники и связи

Специальность бМ071900 –Радиотехника, электроникаи телекоммуникации

Кафедра Телекоммуникационных систем

ЗАДАНИЕ

на выполнение магистерской диссертации

Магистранту Кадим Олжасу Косайулы
(фамилия, имя, отчество)

Тема диссертации Исследование трафика в LTE сетях: анализ
эффективности TSM кодирования

утверждена Ученым советом университета № 142 от «31» 10. 2013.
Срок сдачи законченной диссертации «9» 06. 2014г.

Целью исследования является изучение такой схемы, где выигрыш от
кодирования может быть достигнут без расширения полосы
пропускания и может быть относиться к кодовой модуляции.

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

- 1 Анализ применяемых современных системах
модуляции/демодуляции, способов борьбы с помехами, а также
их эффективность.
- 2 Постановка задачи.
3. Исследование потенциала TSM для LTE.
4. Выбор и обоснование TSM между другими модуляционными методами.
5. Расчет и методика экспериментального моделирования.
4. Экспериментальное определение основных показателей
качества. решетчатых схем для телекоммуникационных систем
четвертого поколения.

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных
чертежей):

1. Разбиение Унгербоека набора сигналов;
2. Модифицированная диаграмма состояний конструкции TSM
для 4-х состояний на сигналах 8-ФМ;
3. Базовая архитектура сети E-UTRA;

4. Принципиальная схема TSM.
5. Схема для визуализации сигнала.

Рекомендуемая основная литература

1. Прокис Дж. Цифровая связь. — Пер. с англ. // — М.: Радио и связь, 2000. — 800 с.
2. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / пер. с англ. В. Б. Афанасьева. — М.: Техносфера, 2006. — 320 с.
3. Скляр Бернад. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр. : Пер. с англ. М. : Издательский дом "Вильямс", 2003. — 1104 с.

Г Р А Ф И К
подготовки магистерской диссертации

Наименование разделов, перечень разрабатываемых вопросов	Сроки представления научному руководителю	Примечание
1. Обзор литературы согласно теме		
2. Анализ и выбор необходимых литературных источников относительно систем TSM и LTE	01.10.13-01.12.13	обзор
3. Сравнение между TSM/TTSM и VICM-ID в имитационной среде MatLab	14.01.13-17.12.13	отчет
4. Исследование оборудования для эксперимента	20.01.14-25.03.14	отчет
5. Экспериментальное исследование решетчато-кодовых модуляции	25.09.14-10.04.14	отчет
6. Анализ полученных значений	11.04.14-21.05.14	отчет

Дата выдачи задания _____

Зав. Кафедрой _____ (Шагиахметов Д.Р.)
(подпись) (Ф.И.О.)

Руководитель диссертации _____ (Жунусов К.Х.)
(подпись) (Ф.И.О.)

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

Содержание

Введение	6
1 Теоретическая часть	
1.1 Сети LTE	
1.1.1 Архитектура сети	9
1.1.2 Организация информационных каналов	12
1.1.3 Радиочастотный спектр технологии и структура кадра LTE	13
1.1.4 Устройство сети	18
1.2 TCM	
1.2.1 Решетчато Кодовая Модуляция (TCM)	20
1.2.2 Кодирование и Декодирование TCM	23
1.2.3 Эффективность кодирования	27
1.2.4 Решетчато-кодовая модуляция на основе МФМ	29
1.2.5 Решетчато-кодовая модуляция на основе КАМ	36
2 Экспериментальная Часть	
2.1 Состояние проблемы, цель и задачи исследования	39
2.2 Описание исследуемой системы	41
2.3 Сравнительное исследование кодовой модуляции	44
2.4 Визуализация количественных показателей	45
2.5 Результаты эксперимента	46
3 Расчетная часть	
3.1 Расчет эффективности кодирования	48
3.2 Оптимизация передаваемого трафика	49
3.3 Расчет максимально допустимых потерь сети LTE	51
3.4 Расчет расстояния и вероятности ошибки	53
Заключение	54
Список литературы	55
Приложение А	56

Введение

Некоторое время назад, различные телекоммуникационные компании, такие как операторы подвижной связи, операторы кабельного телевидения, интернет-провайдеры, занимали разные сегменты рынка. Если первые из них предоставляли, в основном, услугу телефонии, вторые — вещательное телевидение, то последние специализировались на высокоскоростном доступе в Интернет. В настоящее время происходит конвергенция сетей, а инфокоммуникационные компании разрабатывают новые стратегии для успешного предоставления новых услуг в сетях последующих поколений (англ. Next Generation Network, NGN) [19]. Процесс конвергенции связан с концепцией «тройная услуга» (англ. triple play) [84, 94], подразумевающей предоставление в одной сети одним провайдером услуг, которые можно разделить на три крупные категории — «голос», «видео» и «данные». Каждая категория фактически является крупной пакетной услугой: «голос» - IP-телефония, Skype, SIP-телефония; «видео» - IPTV (IP Television), видео по запросу, потоковое P2P-видео; «данные» - передача файлов, электронная почта, обмен мгновенными сообщениями. Необходимо отметить, что «тройная, услуга» реализована на базе как проводных, так и беспроводных сетей NGN - сотовых сетей 3-го и последующих поколений - UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) [30, 86], WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) [14], LTE (Long Term Evolution) и LTE-Advanced [54, 85].

Трафик, генерируемый столь разнообразными услугами, пользующимися различной популярностью, различается не только по объему, но и чувствительностью к потерям пакетов, побитовой скоростью, временем передачи и пр. Поточковый (англ. streaming) трафик — это трафик реального времени с фиксированной скоростью и временем передачи, тогда как для эластичного (англ. elastic) трафика важна передача блоков данных заданного объема, причем время передачи может варьироваться в зависимости от загрузки сети [39]. Поэтому для удовлетворения вышеописанных требований трафику наиболее перспективным представляется технология LTE.

На данный момент LTE набирает большую популярность как у крупных вендоров оборудования, так и у рядовых пользователей данной технологии. Однако при развертывании сетей LTE есть ряд ограничений присущих всем беспроводным технологиям. В частности, это дефицит и высокая оплата радиочастот, ограничений по мощности сигнала со стороны регулятора, помехоустойчивость каналов, интерференция и т.д. Применение решетчато кодовой модуляции (англ. Trellis Code Modulation) дает возможность решить ряд ограничений. К примеру, увеличение полосы (эффективной ширины спектра) сигнала, не является практичным решением задачи, так как, обычно, полоса пропускания канала является дорогой характеристикой (или ограниченной как, на пример, в телефонном канале). Снижение скорости передачи данных является возможным решением, однако

оно устанавливает предел на количество предлагаемых услуг или приложений. Кроме того, увеличенная задержка передачи информации может оказаться недопустимой (как, например, для речи или видео).

Канальное кодирования или прямое исправление ошибок (FEC) которому относится TCM является методикой, разработанной для борьбы с последствиями ухудшения канала и помочь в приемной части принятия решений процессы. Структура хорошего FEC зависит от различных факторов, как показано на рисунке 1.



Рисунок 1 - Факторы влияющие на структуры схемы

Целесообразно разработать хорошие схемы кодирования, которые способны снижать коэффициент ошибок по битам (BER) специально для данного канала передачи. Тем не менее, это означает, что должны быть дальнейшие улучшения схемы с точки зрения необходимой сложности, задержек кодирования / перемежения и эффективной пропускной способности. С течением времени были различные решения, разработанные для различных функций кода. Например, рассматривая беспроводные технологии, где снижение мощности сигнала естественно является чрезвычайно важным фактором.

С другой стороны, кодирование и модуляция канала могут быть соединены вместе, чтобы получить более высокую скорость кодирования канала и улучшенную помехоустойчивость.

Целью данной диссертационной работы является изучение такой схемы, где выигрыш от кодирования может быть достигнут без расширения полосы пропускания и может быть относится к кодовой модуляции. Данная работа изучает разнообразные кодированной системе модуляции помощь и изучение их распространение в беспроводных средах.

Радиочастотный спектр всегда являлся ограниченным и дорогостоящим ресурсом. Поэтому вопрос о эффективном использовании пропускной

способности на фоне постоянно растущих требований трафика является как никогда актуальным. Кодовая модуляция, в частности решетчато-кодовая модуляция (ТСМ) может достичь существенного выигрыша от кодирования за счет расширения за счёт расширения полосы частот и усложнения радиоаппаратуры и без повышения отношения сигнал/шум (ОСШ), но сохраняя пропускную способность. Основной целью проекта является изучение схем совмещения кодирования/модуляции и попытаться оценить работу с точки зрения сложности декодирования, эффективность использования полосы пропускания и выигрыш от кодирования.

1 Теоретическая часть

1.1 Сети LTE

1.1.1 Архитектура сети

Одной из важных задач технологии LTE считается создание отдельной структуры радиодоступа для мобильных сетей связи и беспроводного доступа на уровне эталона WiMAX. Структура сети LTE была разработана для того, чтобы обеспечить поддержку пакетного трафика с «бесшовной» («гладкой», seamless) мобильностью, минимальными задержками доставки пакетов и высокими признаками свойства сервиса. Главными целями исследования и разработки технологии LTE считаются: снижение цены на услуги передачи данных, увеличение трафика, а также скорости передачи данных, вероятность предоставления наибольшего диапазона услуг по более низкой стоимости, увеличение гибкости сети и развитие существующих систем мобильной связи. Основное различие технологии LTE от остальных технологий мобильной связи содержится в том, что данный стандарт построен на базе IP-технологий. Радиоинтерфейс LTE обеспечивает улучшенные технические свойства: максимальная скорость передачи данных более 300 Мбит/с, время задержки посылки пакетов до 20 мс, наиболее высокую спектральную эффективность в сравнении с существующими стандартами беспроводного мобильного доступа третьего поколения (3G).

Мобильность обеспечивается двумя видами: роумингом – или дискретной мобильностью и хэндовером – непрерывность связи. Для терминалов LTE (т.е. абонентов) обеспечивается полное покрытие услуг беспроводного широкополосного доступа, с поддержкой процедур роуминга и хэндовера со всеми существующими сетями [11].

Пакетное предоставление данных позволяет обеспечить все сервисы, в том числе передачу голосового трафика. В отличие от основных сетей прошлых поколений, в которых имеется тотальная разнотипность и иерархичность сетевых узлов, архитектуру сетей LTE можно назвать "простой", поскольку вся сетевая взаимосвязь происходит между двумя узлами: базовой станцией или В-узлом (Node-B, eNB) и блоком управления мобильностью (MME - Mobility Management Entity), включающим сетевой шлюз (GW, Gateway), а также имеются объединенные блоки MME/GW.

БС отвечает за функциями, такими как: шифрование, надёжная доставка пакетов, управление радио ресурсами, сжатие заголовков. Блок Управления Мобильностью функционирует только со служебной информацией — сетевой сигнализацией, и поэтому IP-пакеты, которые содержат информацию, через него не проходят. Главная функция данного блока - это управление терминалами пользователей, которые находятся в режиме ожидания, в том числе авторизация и аутентификация, перенаправление и исполнение вызовов, роуминг и хэндовер, установление служебных и пользовательских каналов. Сетевые шлюзы делятся на два:

обслуживающий шлюз - S-GW (Serving Gateway) и пакетный шлюз - P-GW (Packet Data Network Gateway). Обслуживающий шлюз работает как блок управления локальной мобильностью, принимает, и пересылает пакеты данных, обслуживаемых абонентскими терминалами, которые относятся к БС. Пакетный Шлюз представляется как интерфейс между БС и внешними сетями, и выполняет отдельные функции IP-сетей: маршрутизация, фильтрация пакетов, распределение адресов.

В основу принципов построения сети LTE положено разделение двух аспектов: физическая реализация сетевых блоков и формирование функциональных связей между ними. Основным делением на физическом уровне является разделение архитектуры сети на область (domain) пользовательского оборудования UED (User Equipment Domain) и область сетевой инфраструктуры ID (Infrastructure Domain). А функциональные связи учитываются в рамках *слоя* (stratum). Главные сведения о стандарте LTE приведены в спецификациях E-UTRA Rel.8 [1].

В E-UTRA реализованы основные проблемы эволюции системной архитектуры SAE (System Architecture Evolution) при передаче трафика. Структура E-UTRA указана на рисунке 2 – где включены: ядро пакетной сети EPC (Evolved Packet Core), узлы базовых станций eNodeB, а также интерфейсы S1 [2] и X2 [3].

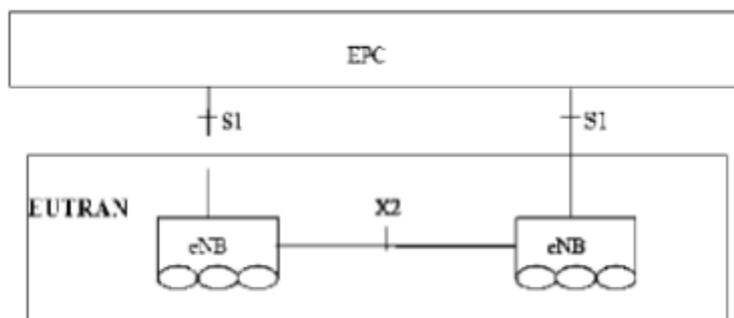


Рисунок 2 - Базовая архитектура сети E-UTRA

EPC состоит из шлюзов доступа, которые условно обслуживают абонентские терминалы, и становятся S-GW (Serving Gateway). eNodeB накапливает функции имеющихся Node B и контроллеров RNC, достигающий обработки пакетного трафика и распределение канального ресурса.

В E-UTRA вынесен принцип закономерного деления маршрутных сетей сигнализации и передачи данных. S1 – это стек протоколов плоскости управления интерфейса: S1-MME (Mobility Management Entity) указан на рисунке 3а (SCTP - S Common Transport Protocol), а стек протоколов в пользовательской плоскости (туннельный протокол на уровне L2) (рисунок 2).

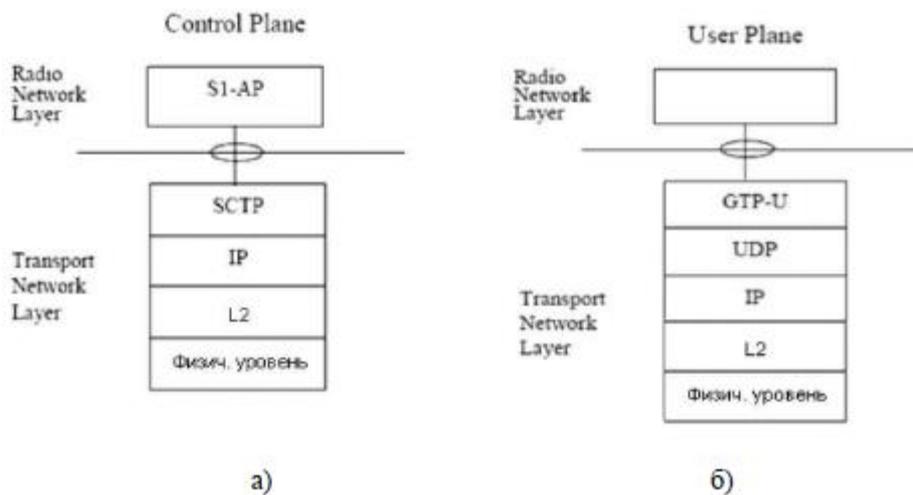


Рисунок 2 – Стек протокола интерфейса S1

Закономерная структура сети E-UTRA указана на рисунке 3, где красным обозначены интерфейсы и новейшие составляющие.

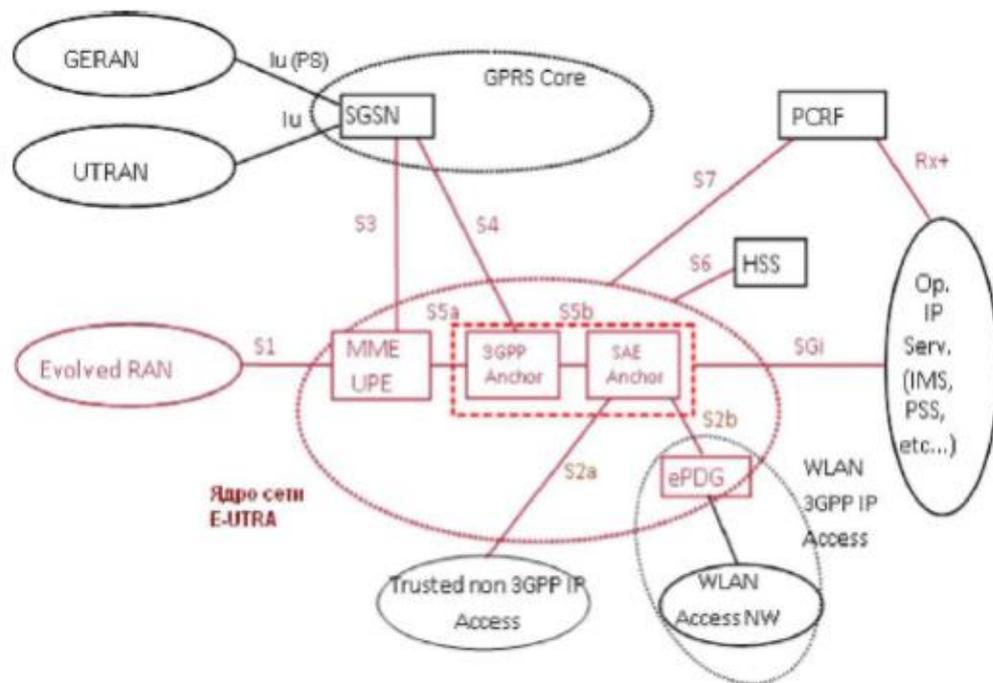


Рисунок 3 - Структура пакетной сети Release

В параллель с радиодоступом LTE, опорные пакетные сети также эволюционируют к плоской архитектуре SAE. Эта новая архитектура разработана для оптимизации производительности, улучшения эффективности затрат и упрощения запуска услуг на базе IP для массового рынка.

На пользовательском уровне архитектуры SAE есть всего два базовых устройства: базовая станция LTE (eNodeB) и SAE Gateway. Базовые станции

LTE подключаются к опорной сети, используя интерфейс S1 - Core Network - RAN. Такая плоская архитектура сокращает число узлов, необходимых для обеспечения соединения.

Существующие системы 3GPP (GSM и WCDMA/HSPA) и 3GPP2 (CDMA2000 1xRTT, EV-DO) интегрированы в систему LTE за счет использования стандартизованных интерфейсов, обеспечивающих оптимизированную мобильность. Для систем 3GPP это означает наличие сигнального интерфейса между CDMA RAN и новой опорной сетью. Такая интеграция обеспечит поддержку, как двойных, так и одиночных радио хэндоверов, обеспечивая возможность плавной миграции к LTE.

Управление сигнализацией, например, для обеспечения мобильности, поддерживается узлом управления мобильностью (Mobility Management Entity, MME), выделенным из гейта (Gateway). Это упрощает оптимизацию развертывания сети и обеспечивает возможность гибкого масштабирования ее емкости.

Сервер домашних абонентов (HSS) подключается к пакетной сети (Packet Core) за счет интерфейса, основанного на Diameter, а не на базе сигнализации SS7, которая использовалась в сетях GSM и WCDMA. Сигнализация сети для полицейского прослуживания и для биллинга (charging) также основана на Diameter. Это означает, что все интерфейсы архитектуры - это IP-интерфейсы.

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 handover вызовов, что обеспечивает гибкую возможность миграции из сетей CDMA в сети LTE.

В LTE-SAE действует концепция QoS (качества услуги), основанная на понятии класса услуги. Это обеспечивает простое, но эффективное решение, позволяющее оператору предлагать дифференцировать предоставляемые пакетные услуги.

1.1.2 Организация информационных каналов

Для того чтобы данные могли быть транспортированы через интерфейс радио LTE, используются различные «каналы». Они используются для того, чтобы выделять различные типы данных и позволить им транспортироваться через сеть доступа более эффективно. Использование нескольких каналов обеспечивает интерфейс более высокого уровня в рамках протокола LTE и включают более четкую и определенную сегрегацию данных.

Есть три категории, в которые могут быть сгруппированы различные каналы передачи данных:

- логические каналы – предоставляет услуги среднего уровня управления доступом MAC в пределах структуры протокола LTE.

Логические каналы по типу передаваемой информации делятся на логические каналы управления и логические каналы трафика. Логические каналы управления используются для передачи различных сигнальных и информационных сообщений. По логическим каналам трафика передают пользовательские данные;

- транспортные каналы — физического уровня предлагают передачу информации в MAC и выше. Информацию логических каналов после обработки на RLC/MAC уровнях размещают в транспортных каналах для дальнейшей передачи по радиointерфейсу в физических каналах. Транспортный канал определяет, как и с какими характеристиками происходит передача информации по радиointерфейсу. Информационные сообщения на транспортном уровне разбивают на транспортные блоки. В каждом временном интервале передачи (Transmission Time Interval, TTI) по радиointерфейсу передают хотя бы один транспортный блок. При использовании технологии MIMO возможна передача до четырех блоков в одном TTI;

- физические каналы – это каналы передачи, которые переносят пользовательские данные и управляющие сообщения. Они изменяются между восходящим и нисходящим потоками, поскольку каждый из них имеет различные требования и действует по-своему.

К современным беспроводным системам связи ставятся жесткие требования по обеспечению высокой пропускной способности и помехозащищенности. Прежде всего, необходимо отметить некоторую условность понятия “сети LTE”, под которой — вопреки требованиям однозначным критериям в технической терминологии — понимают и систему, и сеть, и, наконец, сетевую технологию четвертого поколения. Сети LTE являются дальнейшим развитием сетей UMTS третьего поколения. В отличие от многих телекоммуникационных систем, для которых спецификации (даже если их достаточно большое количество) имеют четко выраженные “перечислимость и предназначенность”, техническая документация на систему UMTS представляет собой колоссальное количество разнообразных документов, разрабатываемых в рамках международного консорциума 3GPP (3rd Generation Partnership Project). Такие документы сгруппированы в соответствующие серии по признаку общности какого-либо аспекта.

1.1.3 Радиочастотный спектр технологии и структура кадра LTE

LTE может использоваться, как в парных (FDD), так и в непарных (TDD) участках спектра. FDD - обеспечивает большую эффективность и представляет большой потенциал использования устройств и инфраструктуры, тогда как TDD выполняет роль хорошего дополнения. Так как оборудование для LTE практически идентично для случаев FDD и TDD (кроме фильтров), операторы, которые начнут с построения сетей на TDD, смогут далее воспользоваться эффектом экономии на масштабе, который

обеспечит широкое распространение продуктов FDD.

Сегодня все сотовые системы связи используют FDD, и более 90% частот, используемых системами мобильной связи во всем мире являются парными наборами полос частот. В случае с 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. 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, против реализации сети FDD.

Различные соотношения DL/UL в TDD-канале. Сейчас 3GPP было выделено 10 различных диапазонов частот для построения систем LTE-FDD и 4 частотных диапазона для LTE-TDD, это отражено в таблицах. Скорее всего, этот перечень будет расширяться за счет добавления других частотных диапазонов, таких, например, как диапазон 700 МГц на территории США.

Полосы частот для LTE-FDD и LTE-TDD. Инфраструктура сети LTE и терминалы будут сразу поддерживать работу с множеством частотных диапазонов. LTE достаточно быстро сможет обеспечить возможность экономии на масштабах глобального покрытия. LTE поддерживает гибкий подход к ширине несущих, которые могут варьировать от менее, чем 5 МГц вплоть до 20 МГц во многих частотных диапазонах, причем, как при построении сети FDD, так и при TDD.

Оператор может разворачивать LTE-сеть в новых или и в уже имеющихся частотных диапазонах. Первыми могут быть диапазоны, где, в целом, легче будет найти несущие в 10 МГц или в 20 МГц (например, 2.6 ГГц (диапазон VII), AWS (диапазон IV) или диапазон 700 МГц), но, кроме того, LTE можно строить во всех сотовых диапазонах. В отличие от прежних систем сотовой связи, LTE будет быстро развернута в различных частотных диапазонах.

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

Продвижение LTE на рынок будет осуществляться по разным

сценариям, в зависимости от конкретных рыночных условий в той или иной стране, регуляторных особенностей. Первые устройства будут мультимодовыми, что позволит говорить о широкой зоне покрытия, мобильности и услуг с первого дня запуска сети LTE. До внедрения LTE можно будет использовать существующие стандартные сети мобильной связи.

Важно, что внедрение инфраструктуры LTE очень простое и эффективно с точки зрения затрат. Например, возможно осуществить модернизацию существующих базовых станций радиоподсети под требования LTE, используя легко заменяемые модули, причем они смогут работать и с одним частотным диапазоном и с парными наборами частот. Отдельные базовые станции для LTE также будет проще установить, чем современное оборудование GSM/WCDMA. Запуск сети, ее эксплуатация и менеджмент могут быть упрощены за счет использования таких функций, как "включил и работает" и "авто-оптимизация", что позитивно сказывается на сокращении капитальных и операционных затрат оператора. Технология LTE целиком подходит под характеристику "технологий завтрашнего дня".

Быстрая скорость, устойчивость к помехам, масштабируемость, приспособленность к сложным условиям передачи сигнала, все это хорошо согласуется с современными требованиями к мультисервисным сетям. Готовность к использованию этой технологии подтверждают как операторы так и производители базовых станций.

LTE-сеть отвечает требованиям к сетям мобильной связи следующего поколения - как для существующих операторов 3GPP/3GPP2, так и для новых операторов. Данная технология позволит предоставлять более производительные услуги мобильного ШПД для очень большой аудитории, применяя комбинацию максимальных скоростей и большой пропускной мощности системы в любом направлении, причем с очень низким latency. Инфраструктура LTE разработана так, что развертывание и эксплуатация будет более простой, с этой целью разработана более гибкая технология, способная работать в широком классе частотных диапазонов. LTE также имеет возможность масштабирования частотных диапазонов и поддерживает, как парные частотные диапазоны (для FDD), так и одиночные (для TDD). Архитектура LTE-SAE будет обеспечивать межсетевое взаимодействие с сетями GSM, WCDMA/HSPA, TD-SCDMA и CDMA. Рабочими группами Партнерского проекта 3GPP и ETSI в технических спецификациях для LTE определены 17 полос радиочастот для режима частотного дуплекса FDD и 8 полос для режима временного дуплекса TDD, которые показаны в таблице 1.

Сигналы нисходящего или восходящего направления могут занимать полосы от 1,4 до 20 МГц в зависимости от количества активных ресурсных блоков. Границы частотного диапазона, занимаемого сигналом, всегда определяются симметрично относительно несущей частоты f_c :

$$f_{\min} = f_c + BW_{ch/2} \quad (1)$$

$$f_{\min} = f_c - BW_{ch}/2 \quad (2)$$

Таблица 1 - Частотные режимы LTE

Номера рабочих диапазонов	Диапазон частот, МГц		Вид дуплекса
	(UL)	(DL)	
1	1920 - 1980	2110 - 2170	FDD
2	1850 - 1910	1930 - 1990	FDD
3	1710 - 1785	1805 - 1880	FDD
4	1710 - 1755	2110 - 2155	FDD
5	824 - 849	869 - 894	FDD
6	830 - 840	875 - 885	FDD
7	2500 - 2570	2620 - 2690	FDD
8	880 - 915	925 - 960	FDD
9	1749,9 - 1784,9	1844,9 - 1879,9	FDD
10	1710 - 1770	2110 - 2170	FDD
11	1427,9 - 1452,9	1475 - 1500,9	FDD
12	698 - 716	728 - 746	FDD
13	777 - 787	746 - 756	FDD
14	788 - 798	758 - 768	FDD
17	704 - 716	734 - 746	FDD
18	815 - 830	860 - 875	FDD
19	830 - 845	875 - 890	FDD
33	1900		TDD
34	2010		TDD
35	1850		TDD
36	1930		TDD
37	1910		TDD
38	2570		TDD
39	1880		TDD
40	2300		TDD

Для любого частотного диапазона вводится частотная сетка с шагом 100 кГц, называемым канальным растром; это означает, что центральные (несущие) частоты каналов должны быть кратны 100 кГц.

Все временные значения выражаются в единицах элементарного временного интервала, равного:

$$T_s = 1/(1500*2048) \text{ с.} \quad (3)$$

Передача информации в восходящем и нисходящем направлениях организована в кадрах (radio frames) длительностью:

$$T_f = 30720 * T_S = 10 \text{ мс}, \quad (4)$$

которые, в свою очередь, подразделяются на более мелкие временные структуры - слоты. При этом возможны два типа структур кадра: Тип 1, применяемый в режиме FDD с частотным дуплексом и Тип 2, применяемый в режиме TDD с временным дуплексом [13].

Структура кадра Типа 1 (рисунок 4), применяемого как в (полно)дуплексном, так и полудуплексном FDD-режимах, предполагает деление кадра на 20 слотов, нумеруемых от нулевого до 19-го, каждый из которых имеет длительность:

$$T_{\text{slot}} = 15360 * T_S = 0.5 \text{ мс} \quad (5)$$

В пределах кадра различают подкадры, представляющие собой пару из двух смежных слотов, i -й подкадр содержит слоты с номерами $2i$ и $2i + 1$.

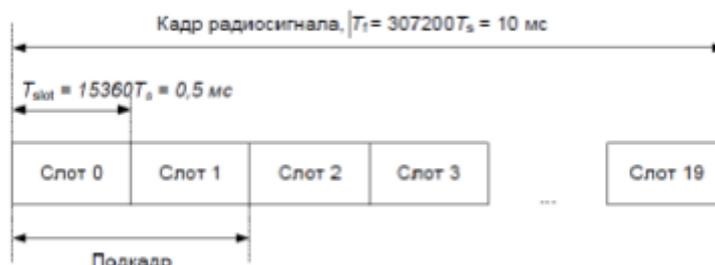


Рисунок 4 - Структура кадра Типа 1

В режимах с частотным разнесением временной ресурс в пределах кадра разделён пополам для передачи в противоположных направлениях: 10 подкадров доступны для передачи в восходящем направлении и 10 - в нисходящем. При этом, как следует из физической сущности организации FDD-режимов, физические каналы в противоположных направлениях разделены в спектральной области дуплексным расстоянием. В полудуплексном режиме физические каналы по-прежнему разделены дуплексным расстоянием, однако ПТ не может одновременно работать на приём и на передачу.

Кадры типа 2 используются при временном разнесении каналов. При этом каждый кадр (рисунок 5) разделён на два полукадра (не путать с подкадром), каждый из которых имеет длительность (hf - half-frame):

$$T_{\text{hf}} = 153600 * T_S = 5 \text{ мс}, \quad (6)$$

а каждый полукадр состоит из пяти последовательных подкадров длительностью (sf - sub-frame):

$$T_{sf}=30720 \cdot T_s=1 \text{ мс} \quad (7)$$

Необходимость перехода от одного направления к другому означает наличие в кадрах специальных подкадров, содержащих пилотное поле, называемое точкой переключения, обозначаемое в таблице 3 символом «S». В этом поле выделяют специальные пилотные слоты нисходящего направления DwPTS (Downlink Pilot Time Slot) и пилотные слоты восходящего направления UpPTS (Uplink Pilot Time slot), которые располагаются последовательно, вместе с защитным полем GP (Guard Period).

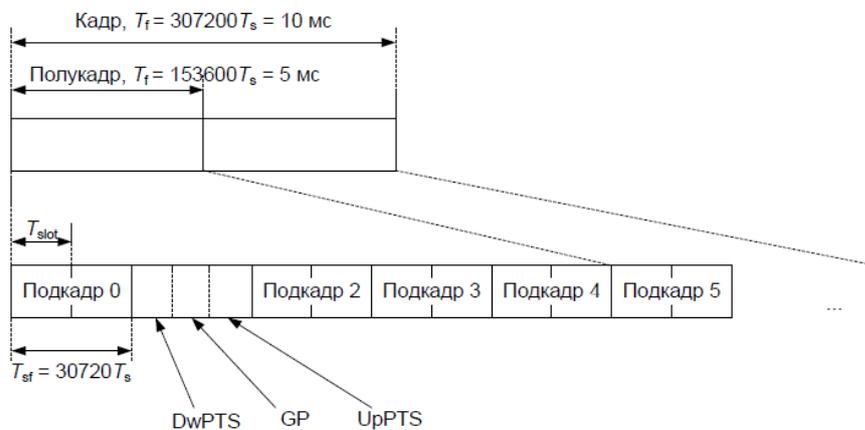


Рисунок 5 - Структура кадра Типа 2

Таблица 3 – Варианты конфигураций «восходящий»-«нисходящий»

Номер конфигурации	Периодичность точек переключения PTS	Номер подкадра									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5 мс	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5 мс	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5 мс	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10 мс	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10 мс	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10 мс	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5 мс	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

1.1.4 Устройство сети

Архитектура сети LTE разработана таким образом, чтобы обеспечить поддержку пакетного трафика с так называемой “гладкой” (“бесшовной”) мобильностью, минимальными задержками доставки пакетов и высокими показателями качества обслуживания. Мобильность как функция сети

обеспечивается двумя её видами: дискретной мобильностью (роумингом) и непрерывной мобильностью (хэндовером). Поскольку сети LTE должны поддерживать процедуры роуминга и хэндовера со всеми существующими сетями, для LTE-абонентов (терминалов) должно обеспечиваться повсеместное покрытие услуг беспроводного широкополосного доступа.

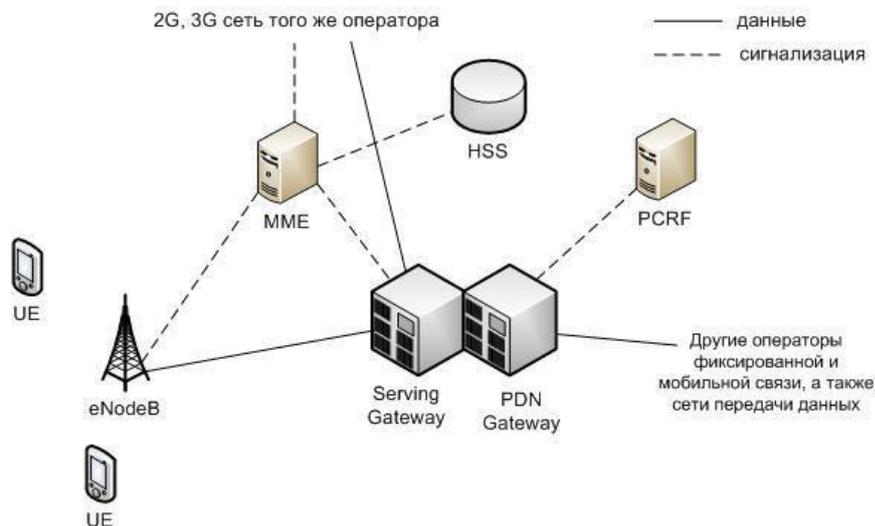


Рисунок 6 - Структура сети стандарта LTE

Структура сети сильно отличается от сетей стандартов 2G и 3G. Из рисунка 6 видно, что существенным изменениям подверглись не только подсистема базовых станций, но и подсистема коммутации. Технология передачи данных между оборудованием пользователя и базовой станцией была существенно изменена. Существенные изменения претерпели и протоколы передачи данных между сетевыми элементами. Теперь вся информация, включая голос и данные, передается в виде пакетов. Таким образом, разделения на части обрабатывающие либо только голосовую информацию, либо только пакетные данные уже не существуют.

Можно выделить следующие основные элементы сети стандарта LTE:

- Serving SAE Gateway (SGW) – обслуживающий шлюз сети LTE. Он предназначен для обработки и маршрутизации пакетных данных поступающих из/в подсистему базовых станций. SGW имеет прямое соединение с сетями второго и третьего поколений того же оператора, что упрощает передачу соединения в /из них по причинам ухудшения зоны покрытия, перегрузок и т.п. В SGW нет функции коммутации каналов для голосовых соединений, т.к. в LTE вся информация, включая голос коммутируется и передается с помощью пакетов;

- Public Data Network SAE Gateway (PGW) – шлюз к сетям передачи данных других операторов для сети LTE. Основная задача PGW заключается в маршрутизации трафика сети LTE к другим сетям передачи данных, таких как Интернет, а также сетям GSM, UMTS;

- Mobility Management Entity (MME) – узел управления мобильностью

сети сотовой связи стандарта LTE. Он предназначен для обработки сигнализации, преимущественно связанной с управлением мобильностью абонентов в сети;

- Home Subscriber Server (HSS) – сервер абонентских данных сети сотовой связи стандарта LTE. Представляет собой большую базу данных и необходим для хранения данных об абонентах. Кроме того, HSS генерирует данные, необходимые для осуществления процедур шифрования, аутентификации и т.п. Сеть LTE может включать один или несколько HSS. Количество HSS зависит от географической структуры сети и числа абонентов;

- Policy and Charging Rules Function (PCRF) – элемент сети сотовой связи стандарта LTE, отвечающий за управление начислением платы за оказанные услуги связи, а также за качество соединений в соответствии с заданными конкретному абоненту характеристиками.

1.2 TCM кодирование

1.2.1 Решетчатое кодирование (TCM)

При использовании в системах связи реального времени кодов коррекции ошибок, достоверность передачи улучшается за счет расширения полосы частот. Как для блочных, так и для сверточных кодов преобразование каждого k -кортежа входных данных в более длинный n -кортеж кодового слова требует дополнительного расширения полосы пропускания. Вследствие этого в прошлом кодирование не было особенно популярно в каналах с ограниченной полосой (таких, как телефонные), в которых расширять полосу частот сигнала было нецелесообразно. Однако приблизительно с 1984 года возникает активный интерес к схемам, где модуляция объединяется с кодированием; такие схемы называются решетчатым кодированием (trellis-coded modulation - TCM). Эти схемы позволяют повысить достоверность передачи, не расширяя при этом полосу частот сигнала. Схемы TCM используют избыточную небинарную модуляцию плюс конечный автомат (кодер). Что такое “конечный автомат” (finite-state machine) и какой смысл имеют его состояния? Конечный автомат (или автомат с конечным числом состояний) — это общее название устройств, обладающих памятью о прошлых сигналах; прилагательное конечный подчеркивает то, что существует ограниченное число однозначных состояний, которые может принимать система. Какой смысл заложен в понятие состояние конечного автомата? В наиболее общем смысле, состояние состоит из минимального объема информации, который, совместно с текущими данными на входе, может предсказывать данные на выходе системы. Состояние несет информацию о прошлых событиях и ограниченном наборе возможных данных на выходе в будущем. Будущие состояния ограничиваются прошлыми состояниями.

При решетчатом кодировании набор сигналов многоуровневой/фазовой

модуляции комбинируется со схемой решетчатого кодирования. Термин “схема решетчатого кодирования” применим к любой кодовой системе, которая обладает памятью (конечный автомат), такой например, как сверточный код. Сигналы многоуровневой/фазовой модуляции имеют множества, содержащие множественные амплитуды, множественные фазы или комбинации этих амплитуд и фаз. Иными словами, набор сигналов TCM наилучшим образом представляется любым набором сигналов (более чем двоичным), векторное представление которого может быть отображено на плоскости, подобной показанной на рисунке 6, а для сигналов QAM. Схема решетчатого кодирования — это схема, которую можно охарактеризовать (решетчатой) диафрагмой состояния, подобной решетчатым диаграммам, описывающим сверточные коды. Отметим, что хотя сверточные коды линейны, в общем случае решетчатые коды линейными быть не обязаны. Эффективность кодирования можно получить с помощью блочных или решетчатых кодов, однако здесь будут рассматриваться только решетчатые коды, поскольку наличие алгоритма декодирования Витерби делает решетчатое кодирование простым и эффективным. Унгербок (Ungerboeck) показал, что при наличии шума AWGN схема TCM довольно просто может дать суммарную эффективность кодирования порядка 3 дБ по сравнению с некодированной системой, а при увеличении сложности можно получить эффективность порядка 6 дБ.

При TCM канальное кодирование и модуляция осуществляются вместе; невозможно просто определить, где начинается одно и заканчивается другое. Что же могло на- толкнуть на разработку TCM? Возможно, все началось с мысли о том, что “не все подмножества сигналов (в множестве) имеют равные пространственные свойства”. Другими словами, для неортогонального множества сигналов, такого как MPSK, антиподные сигналы будут иметь наилучшие пространственные характеристики с точки зрения различения сигналов, в то время как ближайшие соседние сигналы будут иметь относительно плохие пространственные характеристики. Возможно, изначально идея кодовой модуляции возникла именно при попытке использовать эти различия.

Понять общие задачи TCM может помочь простая аналогия. Пусть в передатчике есть всезнающий волшебник. Как только биты сообщения попадают в систему, волшебник обнаруживает, что некоторые биты наиболее уязвимы к искажению, вызываемому каналом; следовательно, им присваиваются модулирующие сигналы, имеющие наилучшие пространственные характеристики. Подобным образом другие биты признаются весьма устойчивыми, поэтому они передаются с использованием сигналов с худшими пространственными характеристиками. Модуляция и кодирование осуществляются одновременно. Волшебник присваивает сигналы битам (модуляция), однако присвоение выполняется согласно критерию лучших или худших пространственных характеристик (канальное кодирование).

Помехоустойчивость TSM последовательностей можно анализировать так же, как для сверточных кодов. Это означает, что из диаграммы состояний TSM кодера может быть получен нумератор спектра весов. Единственная разница состоит в том, что теперь степени будут не целыми числами (соответствующими расстоянию Хемминга), а вещественными (соответственно расстоянию Евклида). Необходимо аккуратно учитывать факт наличия параллельных переходов на диаграмме состояний. Последнее означает, что модифицированная диаграмма состояний содержит два члена, подробности в [BDMS].

На Рисунке 7 показана модифицированная диаграмма состояний для решетчатой кодовой модуляции с четырьмя состояниями на сигналах 8-ФМ. Ребра решетки помечены целыми числами, соответствующими восьми значениям фазы сигнала.

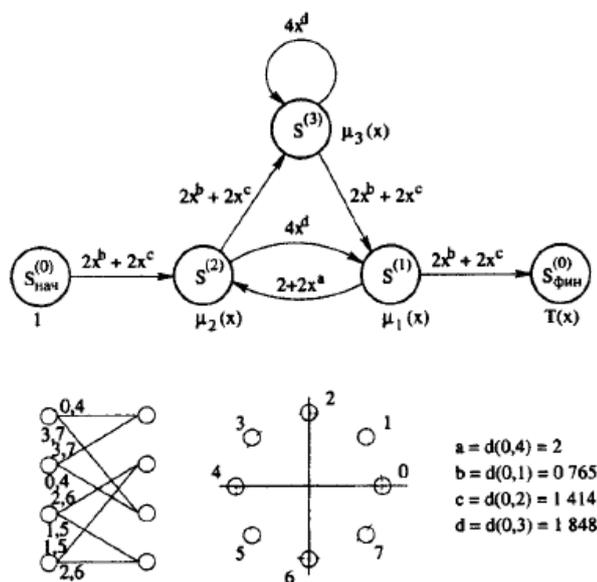


Рисунок 7 - Модифицированная диаграмма состояний конструкции TSM для 4-х состояний на сигналах 8-ФМ

Анализируя непосредственно структуру решетки на рисунке 8, можно определить, что квадрат минимального расстояния между кодовыми последовательностями равен:

$$D^2_c = \min\{D^2_{par}, D^2_{tre}\} = 3,172 \quad (8)$$

Следовательно, по сравнению с системой 4-ФМ, имеющей спектральную эффективность тоже 2(бит/символ), асимптотический выигрыш от кодирования равен 2дБ.

Из практических соображений в работах [4] было предложено такое разбиение созвездия 2^v модуляционных точек, при котором смежные классы двух верхних уровней разбиения ассоциируются с выходами стандартного

сверточного кодера памяти 6 и скорости 1/2. Такое отображение приводит к практической конструкции ТСМ. Это означает, что в общей структуре кодера, показанной на Рисунке 104, значение $k = 1$ фиксировано. Соответствующая структура кодера показана на Рисунке 9. В результате получаем структуру решетки практической ТСМ, которая не зависит от значения $\nu > 2$, в отличие от ТСМ конструкций, предложенных Унгербеком. Отличие состоит в том, что число параллельных ребер решетки $\nu - 2$ растет с числом бит на символ. Такая структура предполагает двухэтапное декодирование. На первом этапе параллельные ребра решетки объединяются в одно, после чего используется обычный (с полки, из библиотеки) декодер Витерби для оценки кодированных символов, ассоциированных с двумя верхними уровнями разбиения. На втором этапе используются полученные оценки кодированных двоичных символов и значение (положение на плоскости) принятого сигнала для оценки некодированных двоичных символов. На рисунке 10 показана структурная схема двух этапного декодера практической ТСМ конструкции.

В работе [8] принятые символы подвергаются преобразованию, которое позволяет использовать декодер Витерби без каких-либо изменений на этапе вычисления метрик ребер. Процедура декодирования соответствует процедуре, представленной в работе [CRKO, PS], с тем только отличием, что с учетом преобразования символов алгоритм Витерби может применяться таким же образом, как и для сигналов типа 2-ФМ (или 4-ФМ). Этот метод рассматривается ниже для случая М-ФМ.

Обозначим (x, y) значения I и Q координат принятого М-ФМ сигнала, амплитуда и фаза которого равны $r = (x^2 + y^2)^{1/2}$ и $\phi = \tan^{-1}(y/x)$, соответственно. Преобразование использует значение ϕ и применяется таким образом, что точки М-ФМ отображаются в точки «смежных классов», помеченных выходными (кодowymi) символами сверточного кодера скорости 1/2 и памяти 6.

1.2.2 Кодирование и декодирование ТСМ

Пусть приемник использует мягкую схему принятия решений, так что подходящей будет евклидова метрика расстояния. Для максимизации просвета (измеряемого по Евклиду) Унгербоек [31] предложил отображение кода в сигнал, следующее из последовательного разбиения множества модулирующих сигналов на подмножества с возрастающими минимальными расстояниями $d_0 < d_1 < d_2 \dots$ между элементами подмножеств. Эта идея продемонстрирована на рисунке для сигнального множества 8-PSK.

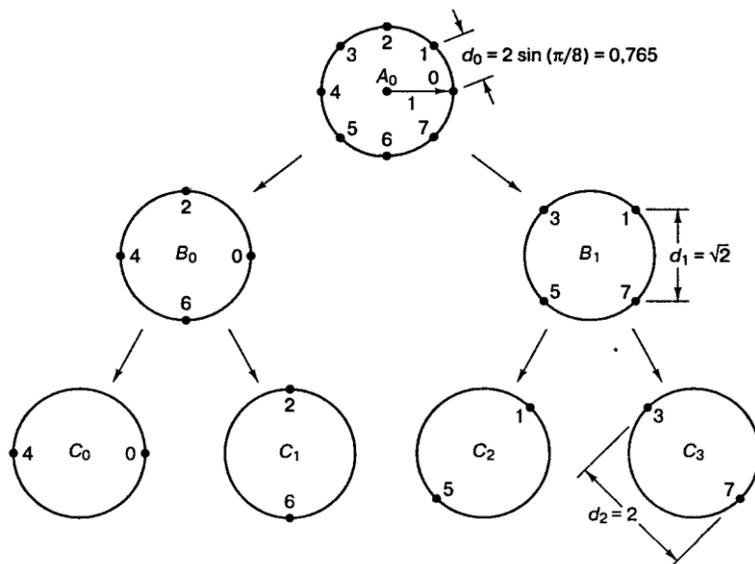


Рисунок 8 - Разбиение Унгербоека набора сигналов 8-PSK

На рисунке 8 исходное множество сигнала обозначено через A_0 , а отдельные сигналы последовательно пронумерованы от 0 до 7. Если средняя мощность сигнала (квадрат амплитуды) выбрана равной единице, то расстояние между любыми двумя соседними сигналами, очевидно, равно $2 \sin(\pi/8) = 0,765$. На первом уровне разбиения получают подмножества B_0 и B_1 , где расстояние между соседними сигналами равно $d_1 = \sqrt{2}$. На следующем уровне образуются подмножества с C_0 по C_3 , где расстояние между соседними сигналами равно уже $d_2=2$. Структуру простых кодов (до восьми состояний) можно определить эвристически. В первую очередь выбирается подходящая решетчатая структура, что можно сделать, не задумываясь о конкретном кодере.

TSM относится к классу методов кодирования формой сигнала, поскольку для описания этой концепции требуется только подходящая решетка и набор модулирующих сигналов; даже не нужно вводить понятие битов. Сигналы из расширенного множества $M=2^{k+1}$ сигналов присваиваются переходам в решетке таким образом, чтобы максимизировать просвет (напомним, используется евклидово расстояние). Для схемы TSM переходы в решетке помечаются модулирующими сигналами. Некодированный набор сигналов 4-PSK будет служить эталоном для кодированного набора 8-PSK. Этот эталонный набор, как показано на рисунке 9, имеет тривиальную решетчатую диаграмму с одним состоянием и четырьмя параллельными переходами.

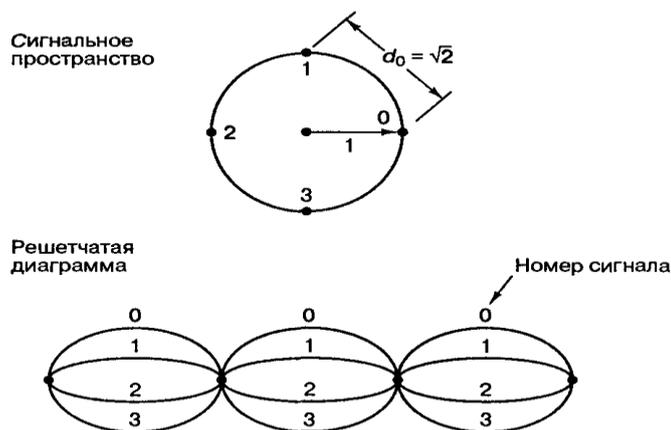


Рисунок 9 - Некодированное множество сигналов 4-PSK и его решетчатая диаграмма с одним состоянием

Эта решетка тривиальна, поскольку решетка с одним состоянием означает, что в системе отсутствует память. Нет никаких ограничений или препятствий, чтобы в течение любого промежутка времени могли быть переданы сигналы 4-PSK; поэтому для такого некодированного случая оптимальный детектор просто независимо принимает ближайшие решения для каждого полученного зашумленного сигнала 4-PSK.

Унгербок разработал эвристический набор правил [31] назначения сигналам соответствующих ветвей переходов решетки для получения эффективности кодирования, который позволяет сделать адекватный выбор состояний решетки. Правила построения решетки и разбиения множества сигнала (для модуляции 8-PSK) можно кратко изложить следующим образом:

- если за один интервал модуляции кодируется k бит, решетка должна разрешать для каждого состояния $2k$ возможных переходов в последующее состояние;
- между парой состояний может существовать более одного перехода;
- все сигналы должны появляться с равной частотой и обладать высокой регулярностью и симметрией;
- переходы с одинаковым исходным состоянием присваиваются сигналам либо из подмножества B_0 , либо B_1 — их смещение недопустимо;
- подмножества C_0 , либо C_1 либо C_2 , либо C_3 — их смещение недопустимо.

Правила гарантируют, что код, построенный таким образом, будет иметь регулярную структуру и просвет, всегда превышающий минимальное расстояние между точками сигнала исходной некодированной модуляции.

Таблица 4 - Частотное планирование LTE

Номера рабочих диапазонов	Диапазон частот, МГц		Вид дуплекса
	(UL)	(DL)	
1	1920 - 1980	2110 - 2170	
2	1850 – 1910	1930 – 1990	FDD
3	1710 – 1785	1805 – 1880	FDD
4	1710 – 1755	2110 – 2155	FDD
5	824 – 849	869 – 894	FDD
6	830 – 840	875 – 885	FDD
7	2500 – 2570	2620 – 2690	FDD
8	880 – 915	925 – 960	FDD
9	1749,9 – 1784,9	1844,9 – 1879,9	FDD
10	1710 – 1770	2110 – 2170	FDD
11	1427,9 – 1452,9	1475 – 1500,9	FDD
12	698 – 716	728 – 746	FDD
13	777 – 787	746 – 756	FDD
14	788 – 798	758 – 768	FDD
17	704 – 716	734 – 746	FDD
18	815 – 830	860 – 875	FDD
19	830 – 845	875 – 890	FDD
33		1900	TDD
34		2010	TDD
35		1850	TDD
36		1930	TDD
37		1910	TDD
38		2570	TDD
39		1880	TDD
40		2300	TDD

Задача сверточного декодера заключается в определении пути, пройденного сообщением в кодирующей решетке. Если все входные последовательности сообщений равновероятны, декодером с минимальной вероятностью появления ошибки будет декодер, сравнивающий условные вероятности $P(Z|U^{(m)})$ (где Z — полученная последовательность сигналов, $U^{(m)}$ — одна из возможных переданных последовательностей сигналов) и выбирающий максимальную. Этот критерий принятия решений, известный как критерий максимального правдоподобия. Нахождение последовательности $U^{(m)}$, которая максимизирует $P(Z|U^{(m)})$ эквивалентно нахождению последовательности $U^{(m)}$, которая наиболее похожа на Z .

Поскольку декодер, работающий по принципу максимального правдоподобия, выберет такой путь по решетке, которому будет соответствовать последовательность находящаяся на минимальном расстоянии от полученной Z , последовательности Z , задача определения максимального правдоподобия будет идентична задаче нахождения самого короткого расстояния по решетчатой диаграмме.

Поскольку сверточный код — это групповой (или линейный) код, набор расстояний, которые нужно проверить, не зависит от того, какая последовательность выбрана в качестве проверочной. Вследствие этого, не теряя общности, в качестве проверочной можно выбрать последовательность, целиком состоящую из нулей, показанную на рисунке пунктирной линией. В предположении, что была передана нулевая последовательность, ошибочное событие определяется как отклонение от нулевого пути с последующим возвратом на этот путь. Ошибочные события начинаются и заканчиваются состоянием a и не возвращаются в это состояние нигде в промежуточной области. На рисунке показано ошибочное сообщение в решетчатом коде, т.е. на рисунке изображена переданная нулевая последовательность, помеченная как $U=U_1, U_2, U_3, \dots$, и альтернативная последовательность, помеченная как $V = \dots, V_1, V_2, V_3, \dots$. Видно, что альтернативная последовательность сначала отклоняется, а затем снова сливается с переданной последовательностью. Если предположить, что осуществляется мягкое декодирование, сообщение принимается ошибочно тогда, когда полученные символы ближе (евклидово расстояние) к некоторой возможной последовательности V , чем к реальной переданной последовательности U . Из этого следует, что коды для сигналов многоуровневой/фазовой модуляции должны строиться таким образом, чтобы достигать максимального евклидова просвета; чем больше просвет, тем меньше вероятность ошибки. Следовательно, присвоение сигналов переходам решетки в кодере таким образом, чтобы максимизировать евклидов просвет — это ключ к оптимизации решетчатых кодов.

1.2.3 Эффективность кодирования

Рассмотрим мягкую схему принятия решений, декодирование по принципу максимального правдоподобия, единичную среднюю мощность сигнала и гауссово распределение шума с дисперсией на размерность. В этом случае нижний предел вероятности ошибочного события можно выразить через просветит d_f [32].

$$P_e \geq Q(d_f/2\sigma), \quad (9)$$

где Q — гауссов интеграл ошибок. Использование термина “ошибочное событие” (error event) вместо “битовая ошибка” (bit-error) объясняется тем, что ошибка может распространяться на более чем один бит. При большом значении отношения сигнал/шум (signal-to-noise ratio — SNR)

предел в уравнении (Формула 10) асимптотически точен. Асимптотическая эффективность кодирования G в децибелах относительно некоторой некодированной эталонной системы с аналогичными средней мощностью сигнала и дисперсией шума выражается как отношение расстояний или квадратов расстояний и записывается в следующем виде:

$$G(\text{дБ})=20 \times \lg \left(\frac{d_f}{d_{\text{эт}}} \right) \text{ или } G(\text{дБ}) = 10 \times \lg \left(\frac{d_f^2}{d_{\text{эт}}^2} \right) \quad (10)$$

где d_f и $d_{\text{эт}}$ - евклидов просвет кодированной системы и некодированной эталонной системы.

Отметим, что для больших значений SNR и данной вероятности появления ошибки формула (9.56) дает те же результаты, что и выражение для эффективности кодирования (6.19), повторно приведенное ниже.

$$G(\text{дБ})=\left(\frac{E_b}{N_0}\right) (\text{дБ}) - \left(\frac{E_b}{N_0}\right) (\text{дБ}) \quad (11)$$

Здесь (E_b/N_0) и $(E_b/N_0)_c$ являются требуемыми E_b/N_0 (в децибелах) для некодированной и кодированной систем. Следует помнить, что эффективность кодирования, выраженная в виде (9.56), дает ту же информацию (при больших значениях SNR), что и более привычное выражение для повышения достоверности передачи (9.57). По сути, формула (9.56) резюмирует основную задачу кода TCM. Эта задача - добиться просвета, превышающего минимальное расстояние между некодированными модулирующими сигналами (при той же скорости передачи информации, ширине полосы частот и мощности).

Таблица 5 - Выигрыши кодирования для решетчато-кодированных АМ сигналов

Число состояний	k_1	Скорость кода $k_1/(k_1+1)$	$m=1$ Выигрыш кода (дБ) 4АМ относительно некодированной 2АМ	$m=2$ Выигрыш кода (дБ) 8АМ относительно некодированной 4АМ	$m \rightarrow \infty$ Асимптотический выигрыш кода (дБ)	$m \rightarrow \infty$ N_{CR}
4	1	1/2	2.55	3.31	3.52	4
8	1	1/2	3.01	3.77	3.97	4
16	1	1/2	3.42	4.18	4.39	8
32	1	1/2	4.15	4.91	5.11	12
64	1	1/2	4.47	5.23	5.44	36
128	1	1/2	5.05	5.81	6.02	66

Таблица 6 - Выигрыши кодирования для решетчато-кодированных 16ФМ сигналов

Число состояний	k_1	Скорость кода $k_1/(k_1+1)$	$m=3$ Выигрыш кода (дБ) 16ФМ относительно некодированной 8ФМ	$m \rightarrow \infty$ N_{CR}
4	1	1/2	3,54	4
8	1	1/2	4,01	4
16	1	1/2	4,44	8
32	1	1/2	5,13	8
64	1	1/2	5,33	2
128	1	1/2	5,33	2
256	2	2/3	5,51	8

Таблица 7 - Выигрыши кодирования для решетчато-кодированных КАМ сигналов

Число состояний	k_1	Скорость кода $k_1/(k_1+1)$	$m=1$ Выигрыш кода (дБ) 16КАМ	$m=2$ Выигрыш кода (дБ) 32КАМ	$m=2$ Выигрыш кода (дБ) 64КАМ	$m \rightarrow \infty$ Асимптотический выигрыш кода (дБ)	$m \rightarrow \infty$ N_{CR}
4	1	1/2	3.01	3.01	2.80	3.01	6
8	2	2/3	3.98	3.98	3.77	3.98	16
16	2	2/3	4.77	4.77	4.56	4.77	56
32	2	2/3	4.77	4.77	4.56	4.77	16
64	2	2/3	5.44	5.44	4.23	5.44	56
128	2	2/3	6.02	6.02	5.81	6.02	344
256	2	2/3	6.02	6.02	5.81	6.02	44

1.2.4 Решетчато-кодовая модуляция на основе МФМ

Рассмотрим построение TCM, основанное на разложении исходного множества элементарных сигналов на соответствующие подмножества, на примере ансамбля элементарных сигналов ФМ-8. При этом, очевидно, $m=8$, $n=3$. На рисунке 10 показано разложение исходного множества элементарных сигналов ФМ-8, помеченных черными кружками.

Принцип такого разложения очевиден. Исходное множество сигналов с минимальным евклидовым расстоянием Δ_0 делится на два подмножества B_0 и B_1 (которые включают лишь сигналы, отмеченные черными кружками) так, что в каждом из них минимальное евклидово расстояние $\Delta_1 > \Delta_0$. Каждое из

полученных подмножеств, в свою очередь, также делится на два подмножества C_0, C_2 и C_1, C_3 так, что в каждом из них минимальное евклидово расстояние $\Delta_2 = \sqrt{2}\Delta_1$ удовлетворяет неравенству:

$$\Delta_2 > \Delta_1 > \Delta_0 \quad (12)$$

В результате, минимальное евклидово расстояние между подмножествами C_0 и C_2 (т. е. между сигналами, входящими соответственно в подмножества C_0 и C_2) оказывается равным Δ_1 . Аналогичная ситуация имеет место и для подмножеств C_1 и C_3 .

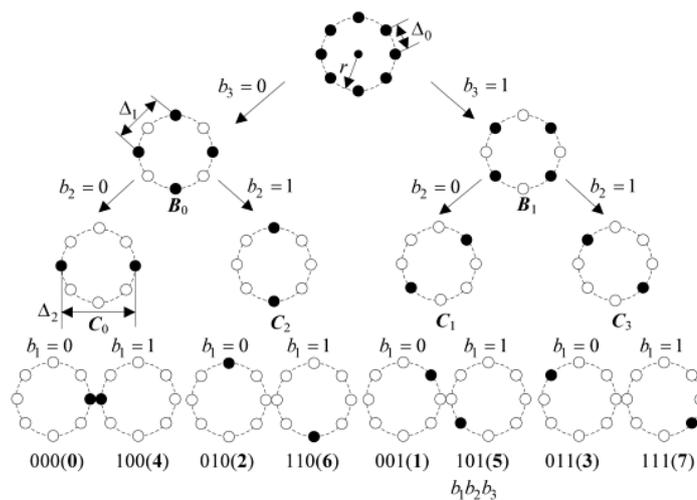


Рисунок 10 - Многоуровневое разложение ансамбля сигналов ФМ-8

В нижней части рисунка представлен последний возможный уровень разложения исходного ансамбля сигналов. Поставим во взаимно однозначное соответствие каждому j -му ($j=1, \dots, m$) из сигналов последнего уровня разложения соответствующую 3-разрядную комбинацию $b_1b_2b_3$ (показаны на рисунке 15 под каждым из сигналов), где b_j условно означает двоичный символ (0 или 1) в j -ом разряде любой из комбинаций.

При этом группа символов b_2, b_3 конкретной комбинации означает «адрес» сигнального подмножества C_0, C_2, C_1 , или C_3 (как двоичное обозначение десятичного индекса подмножества), содержащего элементарный сигнал, соответствующий данной комбинации.

В свою очередь, символ b_1 , в зависимости оттого, какое значение (0 или 1) он принимает, определяет принадлежность этого элементарного сигнала соответственно к «левому» или «правому» подмножеству последнего уровня в рамках соответствующего подмножества C_0, C_2, C_1 или C_3 . Так, запись вида 101 (5) представляет «полный адрес» элементарного сигнала: «правое» подмножество последнего уровня подмножества C_1 . В скобках после каждой из комбинаций приведена десятичная запись этой двоичной комбинации со старшим разрядом слева.

Такое разложение позволяет построить диаграмму состояний РК,

определяющую правило выбора сигнальных подмножеств с наибольшими евклидовыми расстояниями между ними, соответствующих различным последовательностям из k входных символов, поступающих на вход кодера, находящегося в различных состояниях. В рассматриваемом примере ансамбля элементарных сигналов ФМ-8 устройство формирования СКК с РКМ включает лишь одну ячейку памяти ($v = 1$), когда, очевидно, имеем $Q=2^1=2$, $n=3$, $k=2$. В этом случае необходимо определить правило выбора пары сигнальных подмножеств C_0, C_2 либо C_1, C_3 так, чтобы при любом из 2-х состояний кодера любой комбинации из 2-х входных символов соответствовал бы сигнал из ансамбля с величиной минимальной евклидова расстояния не менее, чем Δ_1 . Сформулированное требование может быть отражено на диаграмме состояний РК в решетчатой форме, аналогичной диаграммам состояний сверточных кодеров, как показано на рисунке 11.

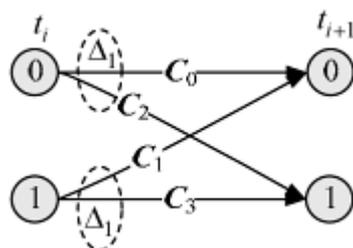


Рисунок 11 - Решетчатая форма диаграммы состояний РК с выбором подмножеств формируемых сигналов

Здесь, как и при рассмотрении диаграмм состояний сверточных кодов, цифра в кружке совпадает со значением двоичного символа в ячейке памяти, определяя состояние кодера, однако на ребрах указаны не формируемые кодовые символы, а подмножества, из которых должен быть выбран элементарный сигнал. Как видно из диаграммы, в каждом состоянии выбираются лишь подмножества сигналов, которые «вложены» в одно верхнее подмножество: C_0 или C_2 («вложены» в V_0) либо C_1 или C_3 («вложены» в V_1). Этим действительно достигается то, что все возможные формируемые в момент времени t_i , сигналы (на интервале от t_i , до t_{i+1}) отстоят друг от друга в евклидовом пространстве не менее, чем на величину Δ_1 (отражено на диаграмме пунктирным овалом, который охватывает ребра, связанные с этими сигналами).

Логическая схема РКМ, реализующая сформулированное требование и соответствующая рассмотренной выше диаграмме, представлена на рисунке 12.

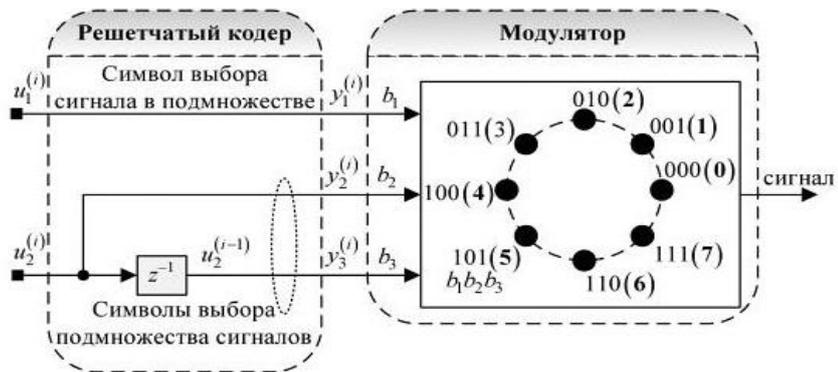


Рисунок 12 - РКМ сигналами ФМ-8 (Q=2)

Здесь решетчатый кодер представляет простое устройство с одним элементом памяти z^{-1} . В момент времени t_i на вход кодера поступают символы $u_1(i), u_2(i)$, на выходе формируются кодовые символы $y_1(i), y_2(i), y_3(i)$ поступающие на вход модулятора. Эти кодовые символы интерпретируются модулятором как «адресная» комбинация b_1, b_2, b_3 , т. е. в итоге блок двоичных символов $u_1(i), u_2(i)$ отображается в сигнал в соответствии с рассмотренным выше разложением. При этом для выбора одного из четырех рассмотренных выше подмножеств сигналов используется группа кодовых символов $y_2(i), y_3(i)$, для выбора конкретного сигнала в подмножестве — символ $y_1(i) = u_1(i)$. Например, при текущем состоянии кодера (1), когда $u_2(i-1) = 1, u_1(i-1) = 0$ кодер формирует «адрес» подмножества С1. В ответ модулятор формирует сигнал с номером 1 (при $u_1(i) = 0$) или 5 (при $u_1(i) = 1$). В результате решетчатая диаграмма состояний РК, отражающая конкретные виды сигналов, формируемых модулятором, имеет вид, представленный на рисунке 13. Здесь на ребрах указаны номера формируемых сигналов. При этом переходам на диаграмме, вызванным появлением группы символов $u_1(i), u_2(i)$ со значением $u_1(i) = 0$, соответствуют верхние линии, исходящие из каждой узла на диаграмме, а со значением $u_1(i) = 1$ — нижние линии.

Проанализируем теперь для рассматриваемой РКМ свободное евклидово расстояние $d_{СВ}$. Под этим термином понимается минимальное евклидово расстояние между всеми путями по решетке, исходящими из одной состояния и сливающимися затем в этом же состоянии (аналогично свободному хэмминговому расстоянию $d_{СВ}$ сверточного кода).

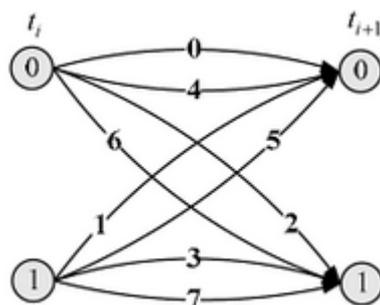


Рисунок 13 - Решетчатая форма диаграммы состояний РК с ансамблем формируемых сигналов

На рисунке 13 приведена решетчатая диаграмма РКМ, в которой из «нулевого» состояния в момент времени t_i исходят все возможные $2k = 4$ пути. Нетрудно видеть, что аналогичная ситуация имеет место и для «единичного» состояния. Поэтому для оценки dCB достаточно проанализировать одно из этих исходных состояний.

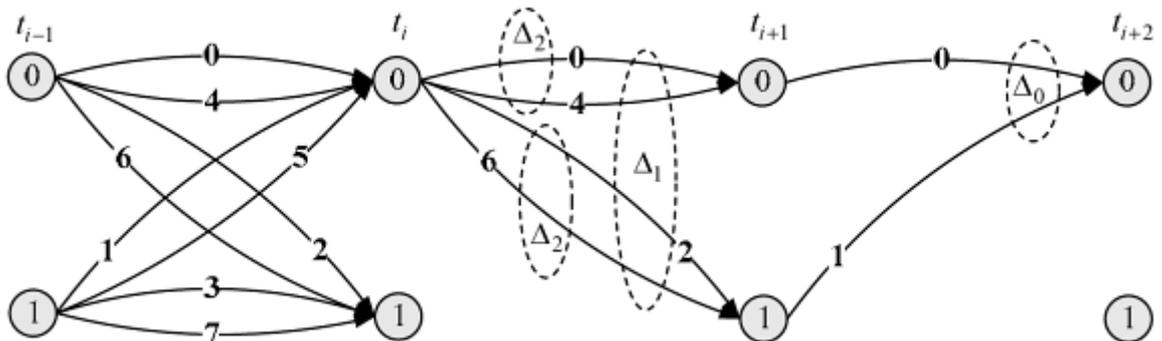


Рисунок 14 - Анализ свободного евклидова расстояния РКМ сигналами ФМ-8 (Q=2)

Два пути состоят из сигналов с номерами 0 и 4, которые сливаются в момент времени t_{i+1} . Евклидово расстояние между ними равно Δ_2 . Далее эти пути в момент времени t_{i+2} сливаются с путем, состоящим из сигналов с номерами 2 (или 6) и 1. Евклидово расстояние этого пути до первых двух, очевидно, равно $\sqrt{\Delta_1 \Delta_2}$. Поэтому свободное евклидово расстояние есть

$$d_{CB} = \min \{ \Delta_2, \sqrt{\Delta_1 \Delta_2} \} = \sqrt{\Delta_1 \Delta_2} > \Delta_0. \quad (13)$$

Энергетический выигрыш от кодирования βКОД в случае СКК будем определять по отношению к системе передачи без кодирования при том же значении удельной скорости передачи информации γ . В качестве оценки βКОД величины такого энергетического выигрыша рассмотрим выраженное в децибелах отношение квадрата величины dCB к квадрату величины dМФМ min в системе передачи без кодирования при том же значении удельной скорости передачи информации γ и, как и везде ранее, при той же средней мощности передаваемых сигналов. Эту величину принято называть асимптотическим выигрышем от кодирования.

Оценим эту величину для рассматриваемой РКМ. Условие фиксированной средней мощности приводит к тому, что радиус r приведенного на рисунке 14 созвездия сигналов ФМ-8 с учетом скорости кода $R = 2/3$ оказывается равным величине:

$$r = \sqrt{R \cdot 3E_0} = \sqrt{2E_0} \quad (14)$$

в отличие от подобного созвездия на рисунке 18 для системы передачи

сигналами ФМ-8 без кодирования, где он был равен $\sqrt{3}E_0$. При этом

$$\Delta = \sqrt{R * 3(2 - \sqrt{2})E_0} = 1.08\sqrt{E_0} \quad (15)$$

$$\Delta = \sqrt{2 * r} = \sqrt[3]{E_0} = d(\text{ФМ-4})_{\min} \quad (16)$$

где $d_{\text{МФМ}} \min = \sqrt[3]{E_0}$ — минимальное евклидово расстояние между сигналами ФМ-4 в системе передачи без кодирования. С учетом (4.3) имеем

$$d_{\text{св}} = \sqrt{d^2(\text{ФМ-4})_{\min} + \Delta^2} > d(\text{ФМ-4})_{\min} \quad (17)$$

При этом

$$\bar{\beta}_{\text{код}} = 10 \lg \frac{\bar{d}_{\text{св}}^2}{d_{(\text{ФМ-4})_{\min}}^2} = 10 \lg \frac{4 \cdot E_0 + 1.17 \cdot E_0}{4 \cdot E_0} = 1.1 \text{ дБ.} \quad (18)$$

Таким образом, простая схема РКМ с одной ячейкой памяти обеспечивает асимптотический энергетический выигрыш.

В данном случае выигрыш оказывается небольшим. В то же время, на основе рассмотренного ранее принципа, предложенного Унгербоеком (G. Ungerboeck). можно построить РКМ с произвольным числом состояний и, тем самым, повысить выигрыш от кодирования. На рисунке 12 приведена логическая схема формирования СКК на основе РКМ сигналами ФМ-8 при числе состояний кодера $Q = 4$.

Как показывает анализ, аналогичный проведенному ранее для случая $Q = 2$, все возможные сформированные к моменту времени сигналы {на интервале от t_i до t_{i+1}) отстоят друг от друга в евклидовом пространстве не менее, чем на величину Δ_1 . а величина свободного евклидова расстояния возрастает до значения

$$d_{\text{св}} = \min \{ \Delta_2, \sqrt{\Delta_1^2 + \Delta_0^2} \} = \Delta_2 = 2\sqrt{2}E_0 > \Delta_1 \quad (19)$$

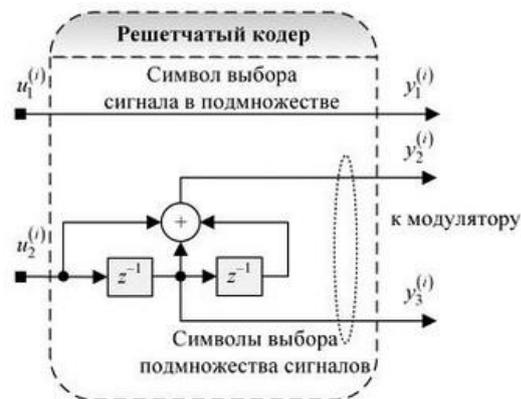


Рисунок 15 - Логическая схема РКМ сигналами ФМ-8 ($Q = 4$)

При этом

$$\bar{\beta}_{\text{код}} = 10 \lg \frac{\bar{d}_{\text{св}}^2}{d_{(\text{ФМ-4})_{\text{min}}}^2} = 10 \lg \frac{4 \cdot 2 \cdot E_0}{4 \cdot E_0} = 3 \text{ дБ.} \quad (20)$$

Заметим, что в схеме рисунка 12 символы выбора подмножества сигналов формируются линейной нерекурсивной структурой, подобной сверточному нерекурсивному кодеру со скоростью $R=2/3$ и кодовым ограничением $K=v+1=3$. Возможна и другая эквивалентная реализация РК на основе систематического рекурсивного сверточного кодера.

Иллюстрация реальной помехоустойчивости СКК на основе рассмотренной РКМ с четырьмя состояниями кодера представлена в виде результатов моделирования на рисунке 13. Видно, что в области значений вероятностей $p_b \approx 10^{-5}$ реальный энергетический выигрыш $\beta_{\text{код}}$ достигает величины 2.5 дБ и незначительно отличается от асимптотического выигрыша $\beta_{\text{код}}$.

При дальнейшем увеличении числа ячеек памяти v кодера энергетическая эффективность РКМ также повышается. При этом, однако, экспоненциально возрастает и сложность реализации декодера, определяемая числом 2^v состояний РК. В то же время, например, для сигналов ФМ-8. как показывает анализ, переход от $v=2$ к $v=4$ (т. е. при усложнении декодера примерно в 4 раза) приводит к весьма незначительному увеличению асимптотического выигрыша $\beta_{\text{код}}$ от кодирования, равному приблизительно 1.1 дБ. При этом, как показывает моделирование, реальный энергетический выигрыш $\beta_{\text{код}}$ в области значений вероятностей $p_b \approx 10^{-5}$ оказывается около 0.5 дБ. Тем самым, выбор РКМ с четырьмя состояниями для сигналов ФМ-8 является вполне разумным компромиссом между энергетической эффективностью и сложностью реализации декодирования.

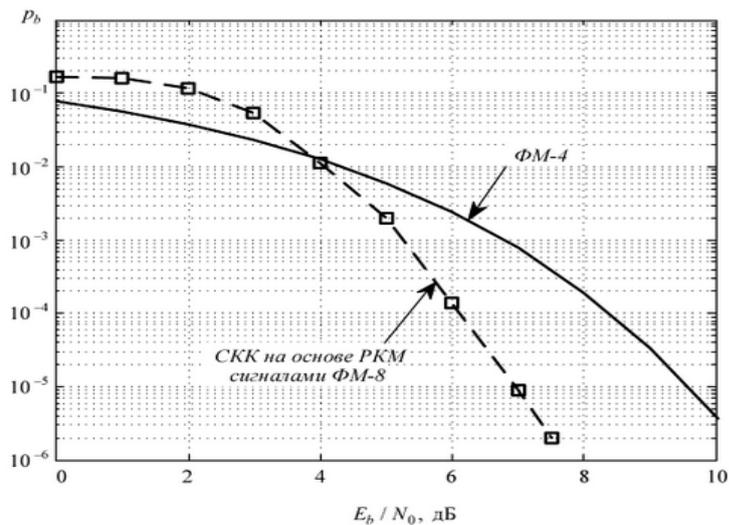


Рисунок 16 - Сравнение СКК на основе РКМ сигналами ФМ-8 ($Q=4$) с передачей без кодирования на основе ФМ-4

При рассмотрении СКК возникает естественный вопрос о влиянии случайных скачков фазы несущего колебания в демодуляторе. Так, описанная ранее РКМ с четырьмя состояниями РК и сигналами ФМ-8 обладает свойством, аналогичным свойству прозрачности некоторых СК, когда случайный поворот на π фазы несущего колебания в демодуляторе приводит к инвертированию на выходе декодера лишь символов $u1(i)$, в каждой из групп $u1(i)u2(i)$ переданной информационной последовательности. Поэтому, как и в случае прозрачного СК с ФМ-2, можно использовать предварительное дифференциальное кодирование лишь последовательности символов $u1(i)$ до кодирования в схеме рисунке 17 и соответствующее разностное декодирование тех же символов в принятой информационной последовательности на выходе декодера.

4.3.3. Решетчато-кодовая модуляция на основе КАМ

Рассмотренный принцип построения СКК на основе РКМ сигналами МФМ можно обобщить и на другие ансамбли сигналов. В частности, представляет интерес ансамбль сигналов КАМ, обладающий большей энергетической эффективностью в сравнении с МФМ при передаче без кодирования. Разложение ансамбля сигналов КАМ-16 на подмножества с последовательным увеличением минимального евклидова расстояния, аналогичное разложению для МФМ, представлено на рисунке 17.

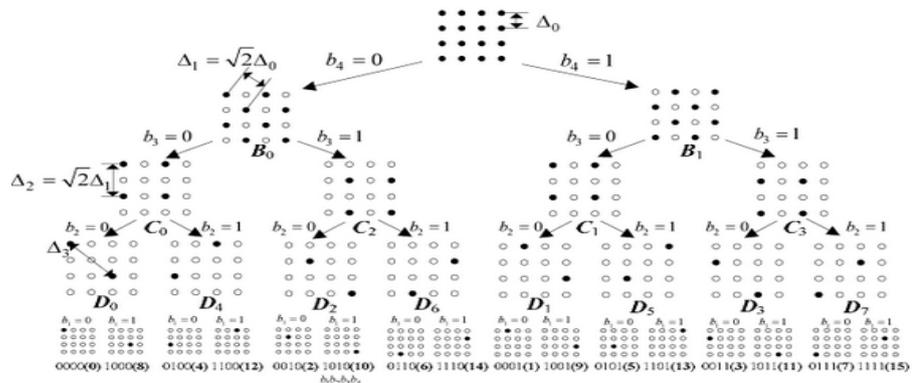


Рисунок 17 - Многоуровневое разложение ансамбля сигналов КАМ-16

Как видно из рисунка, исходное множество сигналов с минимальным евклидовым расстоянием Δ_0 делится на подмножества D_0, D_2, D_4, D_6 и D_1, D_3, D_5, D_7 в каждом которых минимальное евклидово расстояние Δ_3 удовлетворяет неравенству:

$$\Delta_3 > \Delta_2 > \Delta_1 > \Delta_0 \quad (21)$$

причем $\Delta_{i+1} = \sqrt{2}\Delta_i$, $i = 0, 1, 2$. При этом евклидово расстояние между сигналами, входящими в подмножества D_0, D_2, D_4, D_6 , оказывается не менее

величины Δ_1 . Аналогичная ситуация возникает и для подмножеств D1, D3, D5, D7. На рисунке 15 приведена логическая схема формирования СКК на основе РКМ сигналами КАМ-16 при числе состояний кодера $Q=8$.

Здесь каждому j -му ($j= 1, \dots, m'$) из сигналов последнего уровня разложения на рисунке 18 поставлена во взаимно однозначное соответствие, аналогично рисунку 17, где 4-разрядная комбинация $b_1b_2b_3b_4$. При этом символ b_1 в зависимости от того, какое значение (0 или 1) он принимает, определяет принадлежность этого элементарного сигнала к «левому» или «правому» подмножеству последнего уровня в рамках соответствующего подмножества D_j , $j = 0,1,\dots,7$, а группа символов $b_2b_3b_4$ определяет «адрес» этого сигнального подмножества D_j . В скобках после каждой из комбинаций по-прежнему приведена десятичная запись этой двоичной 4-разрядной комбинации со старшим разрядом слева.

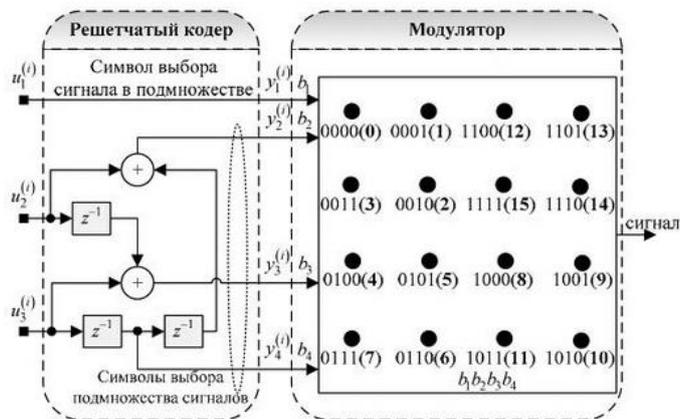


Рисунок 18 - Логическая схема РКМ сигналами КАМ-16 ($Q=8$)

Теперь несложно оценить и величину асимптотического выигрыша от кодирования рассматриваемой РКМ в сравнении с системой передачи без кодирования сигналами ФМ-8 (обе системы обладают одинаковой спектральной эффективностью $\gamma=3$ бит/с/Гц). Из формулы 21 получаем:

$$\Delta_0 = \sqrt{\frac{2\bar{E}_{0(16)}}{5}}, \quad (22)$$

где $E_{0(16)}$ — величина средней энергии сигнала с КАМ-16.

В данном случае, при кодировании со скоростью $R = 3/4$, очевидно, $E_{0(16)}=RE_0\log_2(16) = 3E_0$. Тогда Для системы передачи сигналами ФМ-8 без кодирования имеем:

$$\Delta_0 = \sqrt{\frac{6E_0}{5}}. \quad (23)$$

В результате получаем:

$$\bar{\beta}_{\text{код}} = 10 \lg \frac{\bar{d}_{\text{св}}^2}{d_{\text{ФМ-8 min}}^2} = 10 \lg \frac{2}{2 - \sqrt{2}} = 5,3 \text{ дБ.} \quad (24)$$

Схема на рисунке 18, аналогично схеме на рисунку 17. представляет собой линейную нерекурсивную структуру, подобную сверточному нерекурсивному кодеру со скоростью $R = 3/4$. Возможна и другая эквивалентная реализация РК на основе систематического рекурсивного сверточного кодера.

В заключение оценим реальную помехоустойчивость РКМ для ансамбля сигналов КАМ-16. На рисунке 16 представлены результаты моделирования такой РКМ. Видно, что в области значений вероятностей $p_b \approx 10^{-5}$ реальный энергетический выигрыш $\beta_{\text{код}}$ по отношению к системе передачи сигналами ФМ-8 без помехоустойчивого кодирования (рисунок 14) достигает величины 4.5 дБ и незначительно отличается от величины асимптотического выигрыша $\beta_{\text{код}}$.

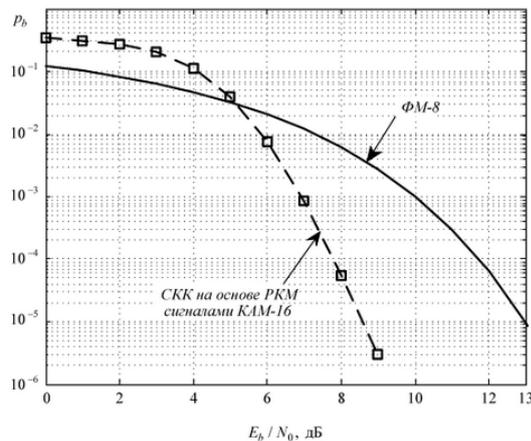
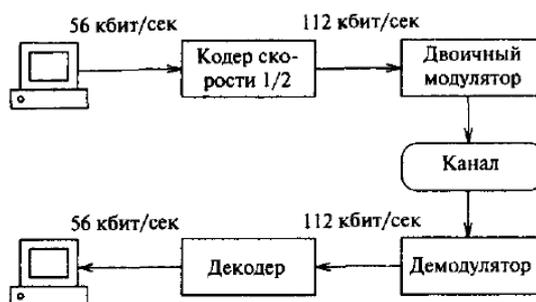


Рисунок 19 - Сравнение СКК на основе РКМ сигналами КАМ-16 ($Q=8$) с передачей без кодирования на основе ФМ-8

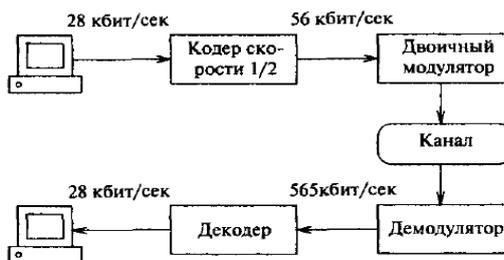
2 Экспериментальная Часть

2.1 Состояние проблемы, цель и задачи исследования

При обсуждении мягкого декодирования все внимание фокусировалось на передаче двоичных сигналов, т.е. $\{-1, +1\}$. Назовем полосой Найквиста для передачи (или записи) сигналов скоростью, с которой символы передаются (или записываются на некоторый носитель). В случае передачи двоичных символов двум возможным значениям 0 или 1 приписываются два значения сигнала, $+1$ или -1 , соответственно. Следовательно, для передачи этих символов со скоростью (бит/сек) требуется полоса Найквиста (Гц). Спектральная эффективность μ двоичной передачи равна 1 (бит/сек/Гц) или 1 (бит/символ). Кодовой модуляцией называют совместное конструирование помехоустойчивого кодирования и дискретной модуляции (манипуляции) для увеличения спектральной (полосовой) эффективности цифровых систем связи.



Сохранение заданной скорости передачи информации



Сохранение заданной скорости передачи символов

Рисунок 20 - Эффект кодирования для двоичной системы передачи информации

Предположим, что для увеличения надежности двоичной системы передачи (или хранения) информации требуется применение кодов, исправляющих ошибки. Обозначим через $RC=k/n$ скорость кода. Тогда спектральная эффективность системы равна $\mu=RC$ (бит/сек/Гц).

Таким образом, в двоичной системе передачи с кодированием достижимая спектральная эффективность $\mu < 1$ (бит/сек/Гц). Это означает, что для сохранения заданной скорости передачи двоичных информационных

символов требуется увеличение скорости модуляции, т.е. увеличение полосы пропускания. Эквивалентно, для того, чтобы сохранить заданную полосу пропускания системы или заданную скорость передачи сигналов, необходимо снизить скорость передачи информации (при использовании кодирования).

Предположим, что требуемая скорость передачи сигналов по каналу составляет 56(кбит/сек). Тогда для передачи двоичных сигналов без кодирования требуется полоса Найквиста 56(кГц). Предположим, что используется сверточный код скорости 1/2. Тогда спектральная эффективность кодированной системы при передаче двоичных сигналов равна $\mu=0,5$ (бит/сек/Гц). Влияние параметра/г на скорость передачи данных и скорость модуляции иллюстрируется на Рисунке 20.

Увеличение полосы (эффективной ширины спектра) сигнала, как показано на Рисунке 1 (а), не является практичным решением задачи, так как, обычно, полоса пропускания канала является дорогой характеристикой (или ограниченной как, на пример, в телефонном канале). Снижение скорости передачи данных (Рисунок 1б) является возможным решением, однако оно устанавливает предел на количество предлагаемых услуг или приложений. Кроме того, увеличенная задержка передачи информации может оказаться недопустимой (как, например, для речи или видео).

Следующий вопрос является фундаментальным: как увеличить скорость передачи информации без расширения полосы пропускания (или скорости передачи сигналов)? Ответ на этот вопрос, предложенный Унгербёком [Ungl] и Имаи с Хирокавой [И] состоит в использовании расширенного множества сигналов (например, $2v$ -ичной фазовой ($2v$ - ФМ) или амплитудно-фазовой цифровой модуляции ($2v$ -АФМ или $2v$ -КАМ)) совместно с помехоустойчивым кодированием для увеличения Евклидова расстояния между кодированными последовательностями.

Разработчик должен стремиться к 1) увеличению скорости передачи бит R до максимально возможной; 2) минимизации вероятности появления битовой ошибки P_B ; 3) минимизации потребляемой мощности, или что тоже самое минимизации ширины полосы пропускания W ; 5) максимизации эффективности использования системы т.е к обеспечению надежного обслуживания для максимального числа пользователей с минимальными задержками и максимальной устойчивостью к возникновению конфликтов; б) минимизации конструктивной сложности системы, вычислительной нагрузки и стоимости системы. Конечно, разработчик системы может попытаться удовлетворить всем требованиям одновременно. Однако очевидно, что требования 1 и 2 противоречат требованиям 3 и 4; они предусматривают одновременное увеличения скорости R и минимизацию P_B , E_b/N_0 , W . Существует несколько сдерживающих факторов и теоретических ограничений, которые неизбежно влекут за собой компромиссы в любых системных требованиях.

Два основных ресурса связи – это переданная мощность и ширина полосы пропускания. В различных системах связи один из этих ресурсов

дороже другого, и следовательно большую часть систем можно классифицировать как системы с ограниченной мощностью или ограниченной полосой пропускания. В системах с ограниченной мощностью для экономии энергии за счет полосы пропускания можно применять схемы кодирования, эффективно использующие мощность, тогда как в системах с ограниченной полосы можно использовать методы эффективной модуляции для экономии полосы за счет увеличения расхода энергии. В обоих случаях для экономии энергии или повышения достоверности передачи при расширении полосы пропускания можно применять кодирование с коррекцией ошибок. Для повышения надежности передачи в каналах с ограниченной полосой пропускания без увеличения ширины полосы пропускания выгодно использовать решетчатое кодирование (TCM – trellis code modulation).

Результаты в этих таблицах ясно иллюстрируют существенные выигрыши кодирования, достигаемые относительно простым решётчатыми кодами. Выигрыш от кодирования в 6 дБ близок к результату для предельной скорости R_0 для рассматриваемого сигнального ансамбля. Дополнительный выигрыш, который может вести к передаче вблизи границы пропускающей способности канала трудно получить без достаточного увеличения сложности техники кодирования/декодирования.

Таким образом, формулируется идея основной задачи: определения путем моделирования эффективность решетчатого кодирования для сетей четвертого поколения.

Завершив фоновый литературный обзор о принципах TCM. В этом, разделе будет оцениваться производительность работ каждого из вышеуказанных кодовой модуляции для передачи по AGWN и узкой полосы каналов с замираниями Релея. Модулирование осуществленное в этом разделе будет использовать скорость $2/3$ скорость кодировщика и 8PSK отображение сигнала различной длины памяти.

2.2 Описание исследуемой системы

Схема для кодированной модуляции показана на рисунке 21. Источник здесь будет производить некоторые случайные информационные биты, которые затем кодируются с помощью одного из соответствующих кодеров и последовательно с чередованием на случайных перемежителях.

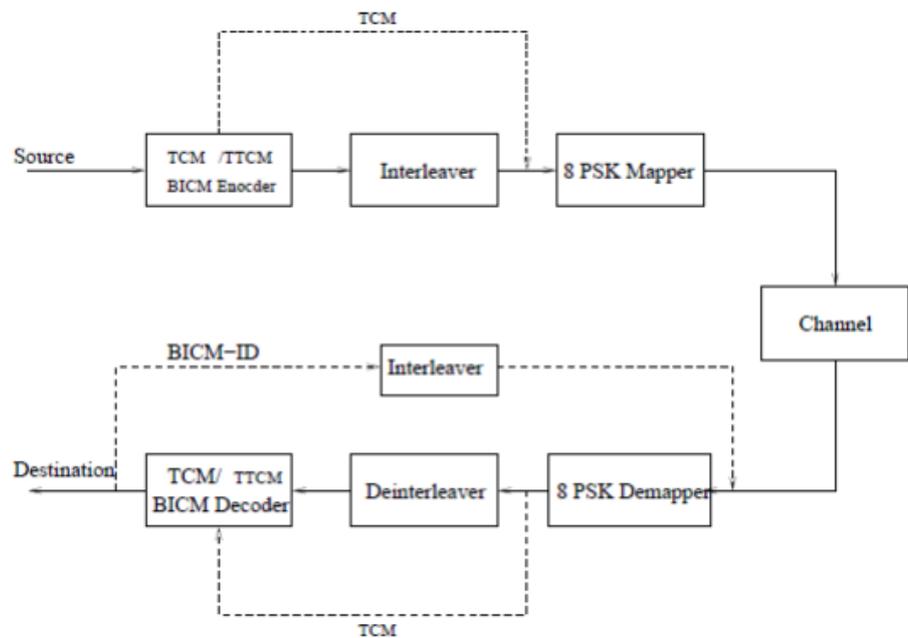


Рисунок 21 - Схема для кодированной модуляции TCM

Переменные биты/символы затем модулируются в соответствии с правилом отображения символа для каждого из соответствующих схем модуляции. Канал обсужденный здесь для кодированных модуляционных схем в том, что из белого шума и Релея распространяется плоское замирание. Взаимосвязь между каналом с замиранием AWGN и Релеем может быть выражен так:

$$y_t = a_t + x_t + n_t \quad (25)$$

где x_t – является передающим дискретным сигналом, а y_t – является принимающим сигналом;

a_t – является Релея распределяющая замирание имеющая ожидаемое квадратное значение $E(a_t^2) = 1$;

n_t – является комплексом AWGN имеющий дисперсию шума из $N_0/2$ на измерение. Для AWGN канала $a_t = 1$.

Сторона приемника состоит из демодулятора следующего за перемежителем и будет иметь один из TCM, TTCM или BICM декодеров. При рассмотрении схемы bism-id чередуется, а затем следует обратная связь (ответная реакция) как показана на рисунке 21.

Изучение кодированных модуляционных схем осуществляется с TCM Унгербока TTCM Робертсона, BICM Зехави BICM-ID Ли. Чтобы сделать это более тщательно разработанным использовались следующие порождающие полиномы для изучения и стимулирования производительности схем TCM/TTCM которые даны в верхней части таблицы 3.10. Это RSC коды которые будут добавлять один бит четности для информационных битов. Таким образом, соответствующая скорость кодирования для $2m+1$ -ичных

PSK является $R = \frac{m}{m+1}$. Количество декодирования ступенчатого связано с ограничением по длине K , которое являлся $2k-1$. Нижняя часть таблицы 3,1 показывает соответствующий полином генератора для схем VCSM/VCSM-ID. Как отмечалось ранее, они не являются систематическими кодами, имеющие максимальное Хэминговое расстояние. Здесь для TCM/TTCM добавляется только один четный бит и следовательно скорость кодирования и эффективность использования полосы пропускания остается тем же, что и у TCM/TTCM.

Таблица 8 - Полиномы для изучения и стимулирования производительности схем TCM/TTCM

Схема	Состояние	g^1	g^2	g^3
TCM/TTCM	8	11	02	04
	16	23	04	16
	32	45	16	34
	64	103	30	66
VCSM/VCSM-ID	8	04	02	06
		01	04	07
	16	07	01	04
		02	05	07
	32	14	06	16
		03	10	17
	64	15	06	15
		06	15	17

Декодеры используют на основе Максимального входа Апостериорный алгоритм своего мягкого решения. Алгоритм MAP-входа был выбран с тех пор, как они являются количественной стабильной версией и чтобы уменьшить сложность также численные проблемы.

Кривую BER для TCM получают с использованием восьми состояний кода Унегербоека как указано в таблице 3.1 и 8PSK сигнального отображения в качестве модуляционной схемы. Кривая BER характерно для TCM и AWGN, Релея каналов демонстрируется на рисунке 22 и 23. Из этих изображении видно, что производительность TCM может независимо от общей длины структуры фрэйм кадра для обеих каналов, как для Релея так и для AWGN каналов, но ее исполнение больше всего снижается в некоррелированном канале Релея.

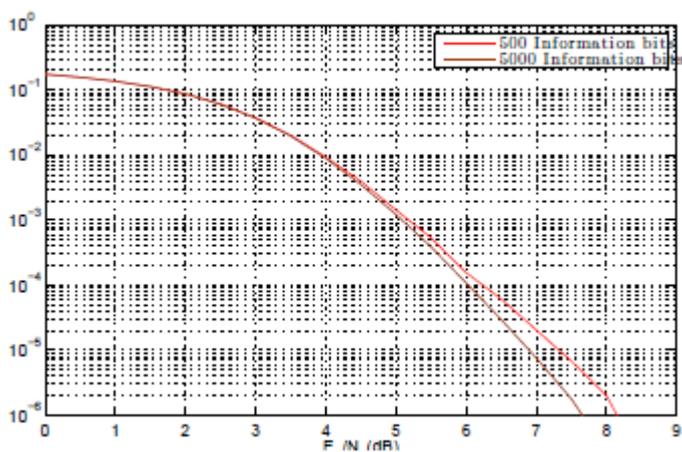


Рисунок 22 - Сравнение производительности BER для различной длины структуры под каналом AWGN

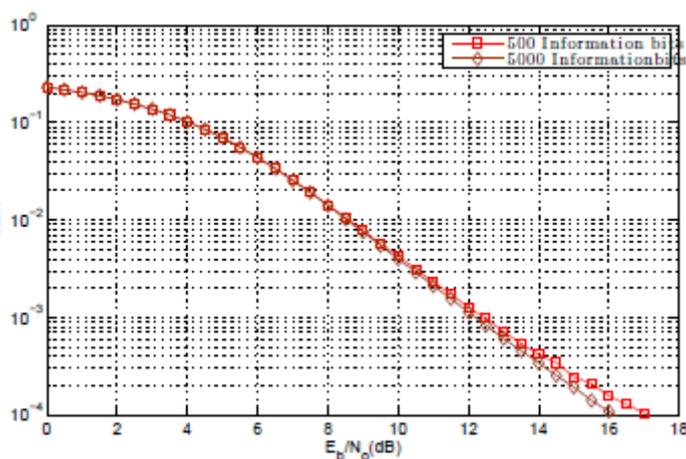


Рисунок 23 - Сравнение производительности BER для различной длины структуры фрейм под каналом Релея

2.3 Сравнительное исследование кодовой модуляции

Этот раздел посвящен BER характеристике TCM, TTCM, VTCM, VTCM-ID под и AWGN каналом и некогерентным каналом Релея. В этом разделе сложность кодовой модуляции сравнивается с общей эффективностью кодирования, полученной из некодированной схемы модуляции 4PSK. Сложность сравнивается с точки зрения количества декодированных этапов, а также количества итерации декодирования. Для кодов TCM и VTCM сложность равна количеству этапов декодирования, а именно:

$$S=2k-1 \quad (26)$$

где k – является ограничивающей длиной.

Общая сложность ТТСМ пропорционально:

$$2*S*t, \quad (27)$$

где t является числом итерации.

Здесь общая сложность удваивается поскольку ТТСМ вызывает два ТСМ кода. Как и в случае ВИСМ-ID декодер использует только один декодер, но во время каждой итерации вызывает демодулятор. Тем не менее, общая сложность декодирования незначительна по сравнению с общей сложностью используемого декодера. Таким образом, сложность ВИСМ-ID с t итерацией и с использованием S устойчивого компонента пропорционально $t*S$.

2.4 Визуализации количественных показателей

Для просмотра визуализации качества сигнала при отношении сигнал/шум была построена имитационная модель ТСМ в MatLab Simulink.

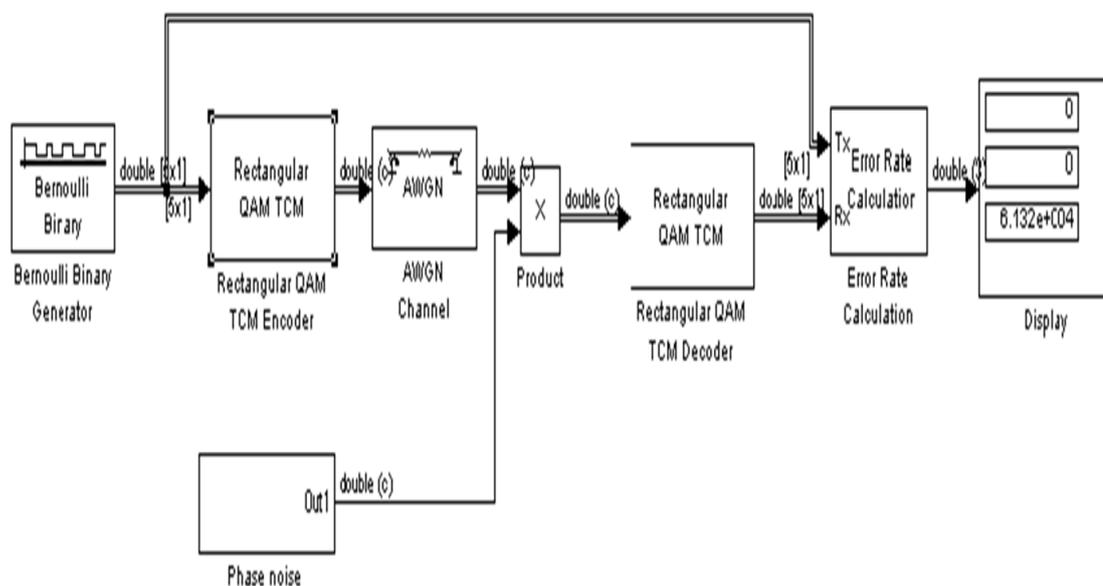
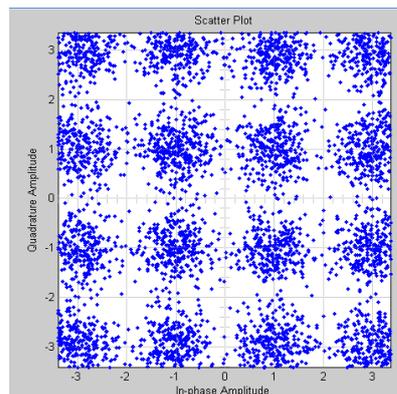
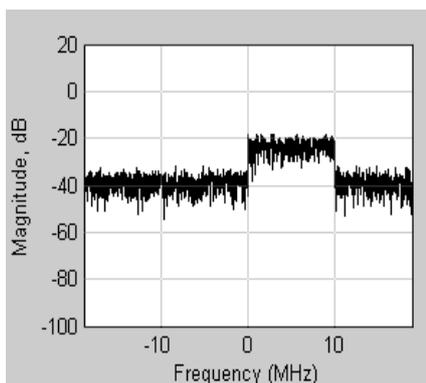
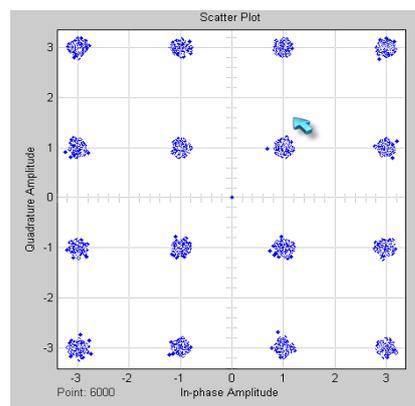
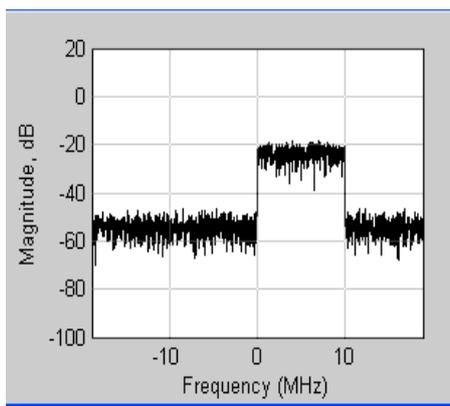


Рисунок 24 - Схема построения ТСМ в MatLab Simulink

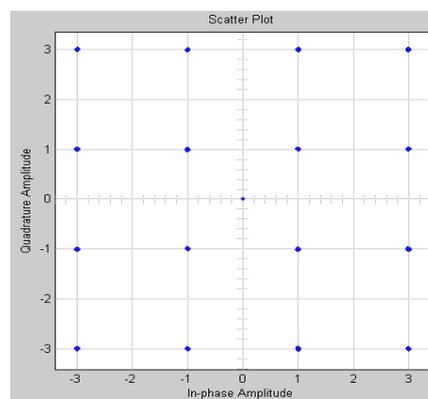
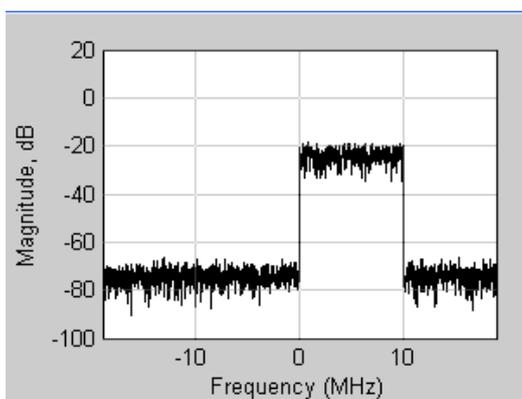
Для просмотра результата визуализации с помощью созвездия можно посмотреть рисунок 25.



а)



б)



в)

- а) при отношении $C/\text{Ш} = 5$ дБ;
 б) при отношении $C/\text{Ш} = 20$ дБ;
 в) при отношении $C/\text{Ш} = 40$ дБ

Рисунок 25 - Созвездие и энергетический спектр сигнала в схеме с TCM-16

2.5 Результаты эксперимента

В этой главе исследуется индивидуальное и сравнительное изучение четырех кодированных модуляций для трансмиссии над каналом AWGN и некоррелированным каналом Релея. Каждый из четырех кодированных модуляций изучался и рассматривался отдельно, с точки зрения их чередования длины структуры фрейм кадра кодированных элементов памяти и с целью выходов чартов. Следующий вывод был получен в результате моделирования проведенного для данной сложности TCM выполненной лучше, чем VTCM в канале AWGN, в то время как производительность TCM была лучше чем VTCM. Однако, при рассмотрении итерационных схем кодирования VTCM-ID почти превзошел и TCM и VTCM над обеими каналами сохраняя ту же сложность. TTCM является явным и почти показал свое превосходство в своем сравнительном исследовании. И VTCM-ID TTCM имели свою долю преимуществ и недостатков, так как VTCM-ID соответствовал теоретической способности каналов, TTCM выходная туннельная функция установлено, что открывается на более низком SNR чем в VTCM-ID. Наконец, тематическое исследование было сделано с 7PSK через передачу через канал АБГШ и обнаружили, что TCM, TTCM и VTCM-id имели превосходную производительность, чем 8PSK. Но, VTCM имел идентичные показатели по производительности, что и 8PSK.

3 Расчетная Часть

3.1 Расчет эффективности кодирования

Канальное кодирование (channel coding) представляет собой класс преобразований сигнала, выполняемых для повышения качества связи. В результате этого сигнал становится менее уязвим к таким эффектам ухудшения качества передачи, как шум, помехи и замирание. Канальное кодирование можно считать способом приведения параметров системы к желаемому компромиссу (т.е. соотношению между достоверностью передачи и шириной полосы пропускания или мощностью и шириной полосы пропускания). Как вы думаете, почему канальное кодирование так распространено? Это стало возможно благодаря использованию больших интегральных схем (БИС) и применению высокоскоростной цифровой обработки сигналов. Данный метод позволил более чем на 10 дБ повысить производительность при значительно меньших затратах по сравнению с другими методами, например методами увеличения мощности передатчика или размера антенны.

Определение скорости обслуживания с применением теории массового обслуживания. Расчет среднего времени отклика сети. Вначале для схемы 8PSK без кодирования рассчитывается, насколько большее (относительно доступных 13,2 дБ) значение E_b/N_0 требуется для получения $P_B=10^{-9}$. Это дополнительно E_b/N_0 является требуемой эффективностью кодирования. Используя формулу (1) (1), находим E_b/N_0 без использования кодирования, которое даст вероятность появления ошибки $P_B=10^{-9}$.

При таком низком значении вероятности битовой ошибки, правомерно использовать приведенную в 3.44 аппроксимацию $Q(x)$. Методом проб и ошибок находим, что E_b/N_0 без кодирования равно 120,67 (20,8 дБ), и поскольку каждый символ состоит из $(\log_2 8)=3$ бит, требуемое (E_b/N_0) (без кодирования) = $120,67/3=40,22-16$ дБ. Из параметров примера и уравнения (9.23) мы знаем что, $(E_b/N_0)=13,2$ дБ. Следовательно, используя формулу (9.32), видим, что эффективность кодирования, удовлетворяющая условию $P_B=10^{-9}$, равна следующему:

Чтобы приведенный выше расчет был точным, все значения E_b/N_0 должны точно соответствовать одинаковым значениям вероятности битовой ошибки. В нашей ситуации это не совсем так: два значения E_b/N_0 соответствуют $P_B=10^{-9}$ и $P_B=1,2 \times 10^{-6}$.

Тем не менее при таких низких значениях вероятности расчеты дают хорошее приближенное значение требуемой эффективности кодирования. Изучая таблицу 9,3 на предмет выбора простейшего кода, дающего эффективность кодирования не меньше 2,8 дБ, видим, что это код тот же. Отметим, что эффективность кодирования нужно всего определять для конкретной вероятности появления ошибки и типа модуляции, как в таблице 9.3. Коды БХЧ «совместимые» с полосой пропускания.

Таблица 3.1 – Эффективность кодирования

<i>n</i>	<i>k</i>	<i>t</i>	Эффективность кодирования, G (дБ)	
			$P_B=10^{-5}$	$P_B=10^{-5}$
31	26	1	1.8	2.0
63	57	1	1.8	2.2
64	51	2	2.6	3.2
127	120	1	1.7	2.2
128	113	2	2.6	3.4
256	106	3	3.1	4.0

3.2 Оптимизация передаваемого трафика

Одним из вариантов увеличения эффективности использования частотного спектра является оптимизация передаваемого трафика. Основу трафика современных сетей передачи данных составляет Интернет-трафик. Интернет-трафик функционирует по модели ТСР/IP, которая является модифицированной моделью стека протоколов 051. Необходимо отметить, что стек протоколов разрабатывался в 70-х годах прошлого века и не рассчитан на использование в беспроводных сетях передачи данных.

Основные недостатки использования протоколов ТСР/IP в беспроводных сетях передачи данных, это избыточность трафика, которая возникает за счет использования большого объема заголовков протоколов сетевого и транспортного уровней.

Минимальная избыточность ТСР/IP-трафика определяется как отношение суммы заголовков протоколов IP и ТСР (или UDP) к длине IP-пакета:

$$Red = \frac{L_{ip} + L_{tcp}}{L_{pack}} \times 100 \% \quad (28)$$

где, Red – минимальная избыточность пакета данных %;

L_{pack} – длина IP-пакета данных, байт;

L_{ip} – длина заголовка протокола IP, байт;

L_{tcp} – длина заголовка ТСР, байт.

Как известно, минимальный размер IP заголовка составляет- 20 байт, ТСР—20 байт, UDP— 8 байт [4-6].Избыточность трафика напрямую зависит от размера IP-пакета. Для пакетов маленького размера, которые используются для передачи видео или голоса, размер заголовка может быть сопоставим с размером полезной нагрузки. Расчет минимальной избыточности ТСР/IP-трафика, вызванной наличием заголовков сетевого и транспортного уровней, в зависимости от длины пакета показан в таблице 2.

Большой объем служебного ТСР-трафика возникает из-за наличия пакетов подтверждения, трехэтапного квитирования, запросов на

реинициализацию ТСР-сессии и т.д.

Наличие помех, замираний, воздействий внешних факторов в беспроводных каналах связи, которые не учитывает протокол ТСР. Это приводит к снижению эффективности его работы и снижению пропускной способности.

Таблица 2 - Минимальная избыточность ТСР/IP-пакета

Размер пакета данных, байт	Избыточность	
	1P+ТСР	1P+1P
1500	2,85	2
1000	4	2.8
800	5	3.5
600	6,67	4.7
400	10	7
100	40	28

Проведены статистические исследования по анализу служебного трафика. Для этого провели практический эксперимент - подсчитали суммарный объем заголовков протоколов сетевого, транспортного и прикладного уровней и объем служебного ТСР и НТТР трафика для наиболее распространенных услуг в Интернете: поиск информации, чтение электронной почты и просмотр видеофайлов.

Путем подбора объема полезной информации определяли количество битов полезной информации и соответственно служебной информации. Соотношение служебной информации к полезной определяет избыточность интернет трафика.

Рассмотрим особенности передачи видео изображения. Пакеты транспортного потока видеосигнала имеет фиксированную длину 188 байт или 1504 бита. Для идентификации потока вводится информация о программе и о таблицах условного доступа, которые говорят к какому транспортному потоку относится данный видеосигнал, при этом передается служебная информация таблицы объединения программ РАТ и таблицы РМТ которая является идентификатором программы передаваемой в потоке и того 160 бит.

Таким образом обязательная служебная информация в программном элементарном потоке содержит 224 бита, а максимальная полезная информация 1380 бит. Видно, что средняя суммарная служебная избыточность интернет-трафика составляет порядка 25-30%. Результаты совпадают с характеристиками, которые заявляют фирмы производители оборудования, ориентированного на оптимизацию трафика. Результаты приведены в таблице 3. В связи другим вариантом оптимизации использования частотного ресурса может быть оптимизация интернет-трафика за счет уменьшения избыточности пользовательских данных.

Основным методом устранения избыточности пользовательских данных

является адаптация контента для мобильных устройств. Она включает в себя сжатие мультимедийных данных (видео, изображения, звук), транс кодирование видео-поточков с учетом разрешения экрана мобильного устройства, видеопейсинг и тд. Структура и классификация возможных видов избыточности интернет-трафика показана на рисунке 28.



Рисунок 28 - Структура и классификация возможных видов избыточности трафика

Уменьшение избыточности передаваемого трафика позволяет увеличить объем полезного передаваемого трафика в единицу времени, и, следовательно, повысит эффективность использования частотного ресурса беспроводной сетью связи. Увеличение эффективности использования спектра пропорционально эффективности устранения избыточности трафика. Уменьшение на 20% дает выигрыш в спектральной эффективности на 20%, что сопоставимо с ростом спектральной эффективности при переходе от стандарта EPOE к UMTS.

3.3 Расчет максимально допустимых потерь сети LTE

Максимально допустимые потери можно рассчитать по формуле:

$$LMARL = PEIRP - SRx + GRxA - LRxF - MBuild - MInt - MShade + GHO, \quad (29)$$

где PEIRP – ЭИИМ передатчика, дБ;

SRx – чувствительность приемника, дБ;

GRxA – коэффициент усиления антенны, дБи;

LRxF – потери в фидерном тракте, дБ;

MBuild – запас на проникновение в помещение, дБ;

MInt – запас на внутрисистемные помехи, дБ;

MShade – запас на затенение, дБ;

GHO – выигрыш от хендовера, дБ.

Запас на допустимые внутрисистемные помехи: При расчете используется величина запаса на внутрисистемные помехи, которая характеризует возрастание мощности шума на входе приемника. Для расчета, принимают что запас на внутрисистемные помехи равен:

$$M_{Int} = -10 \cdot \log_{10}(1-\eta), \quad (30)$$

где η –загрузка соты в восходящей или нисходящей линии.

Как видно, запас на внутрисистемные помехи это функция от загрузки соты, чем больше разрешенная нагрузка в соте, тем большую величину запаса необходимо учесть в расчете. При росте нагрузки до 100% запас на помехи стремится к бесконечности и зона обслуживания соты уменьшается до нуля. Зависимость значения данной величины от загрузки соты представлена на рисунке 29.

Ограничение управления мощностью или запас на быстрые замирания. Алгоритм быстрого управления мощностью введен в UMTS для того, чтобы поддерживать требуемое значение E_b/N_0 на входе приемника постоянным во время быстрых замираний, обусловленных многолучевостью. глубина замираний может доходить до 30 дБ.

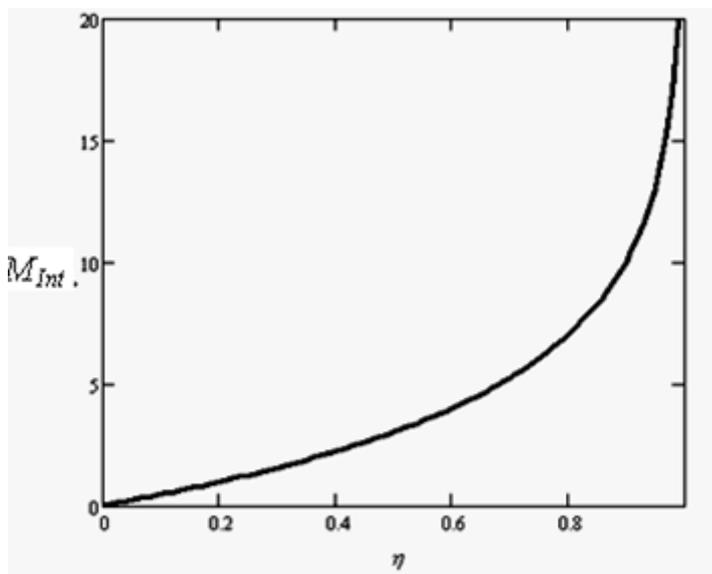


Рисунок 29 – Зависимость значения запаса на внутрисистемные помехи от значения относительной загрузки соты

Быстрое управление мощностью особенно важно для абонентов имеющих малую скорость передвижения, так как они не могут быстро изменить свое положение для компенсации глубоких замираний. На границе соты, мощность передатчика мобильной станции максимальная, таким образом, не остается запаса на управление мощностью для компенсации быстрых замираний.

Определим запас на помехи M_{Int} , дБ

$$M_{Int} = -10 \cdot \log_{10}(1-\eta) = -10 \lg(1 - \eta) = -10 \lg 0,2 = 6,9 \text{ дБ.}$$

где, PEIRP – ЭИИМ передатчика = 70 дБ;
SRx – чувствительность приемника = -97,6 дБ;
GRxA – коэффициент усиления антенны = 12 дБи;
LRxF – потери в фидерном тракте = 0,3 дБ;
MBuild – запас на проникновение в помещение = 17 дБ;
 M_{Int} – запас на внутрисистемные помехи, дБ;
MShade – запас на затенение = 9 дБ;
GHO – выигрыш от хендовера = 3 дБ.

Максимально допустимые потери:

$$LMARL = 70 + 97,6 + 12 - 0,3 - 6,9 - 17 - 9 + 3 = 149,4 \text{ дБ.}$$

3.4 Расчет расстояния и вероятности ошибки

Помехоустойчивость TCM последовательностей можно анализировать так же, как для сверхточных кодов. Это означает, что из диаграммы состояний TCM кодера может быть получен нумератор спектра весов. Единственная разница состоит в том, что теперь степени будут не целыми числами (соответствующим расстоянию Хэмминга), а вещественными (соответственно расстоянию Евклида). Необходимо аккуратно учитывать факт наличия параллельных переходов на диаграмме состояний. Последнее означает, что модифицированная диаграмма состояний содержит два члена.

На рисунке 30 показана модифицированная диаграмма состояний для решетчатой кодовой модуляции с четырьмя состояниями на сигналах 8-ФМ. Ребра решетки помечены числами, соответствующими восьми значениями Фазы сигнала. Для вычисления нумератора весов $T(x)$ применяется процедура декомпозиции.

Анализируя непосредственно структуру решетки на рисунке 31, можно определить, что квадрат минимального расстояния между кодовыми последовательностями равен:

$$D_C^2 = \min \{D_{par}^2, D_{tre}^2\} = 3.172 \quad (30)$$

Следовательно, по сравнению с системой 4-ФМ, имеющей спектральную эффективность тоже 2 (бит/символ), асимптотический выигрыш от кодирования равен 2 дБ.

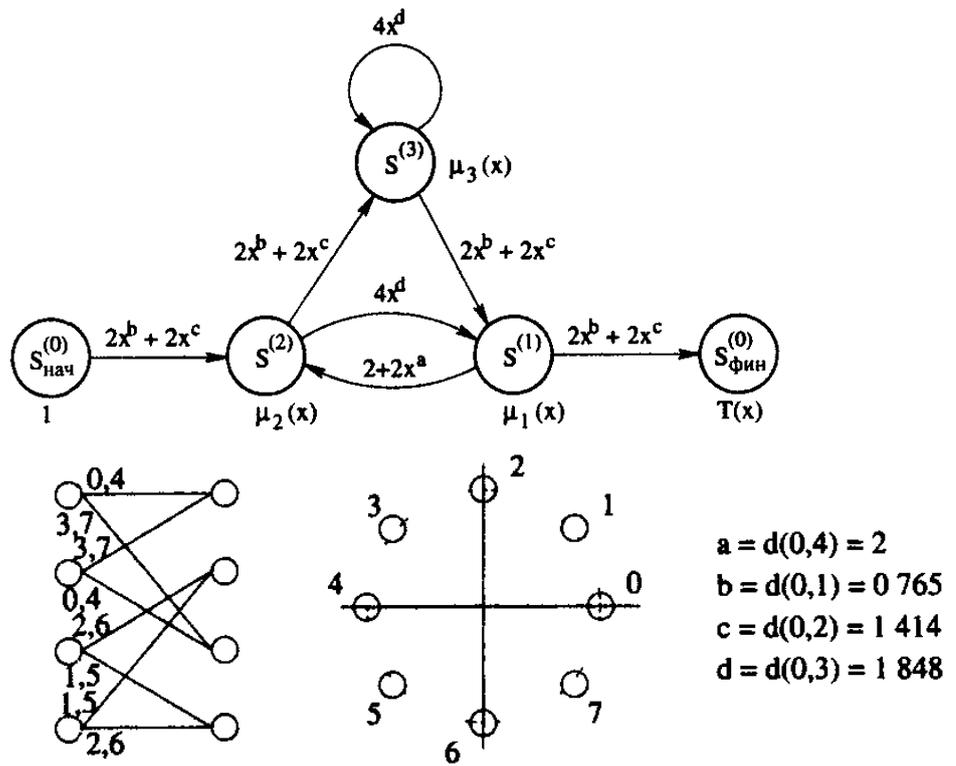


Рисунок 30 - Модифицированная диаграмма состояний конструкции TCM для 4-х состояний на сигналах 8-ФМ

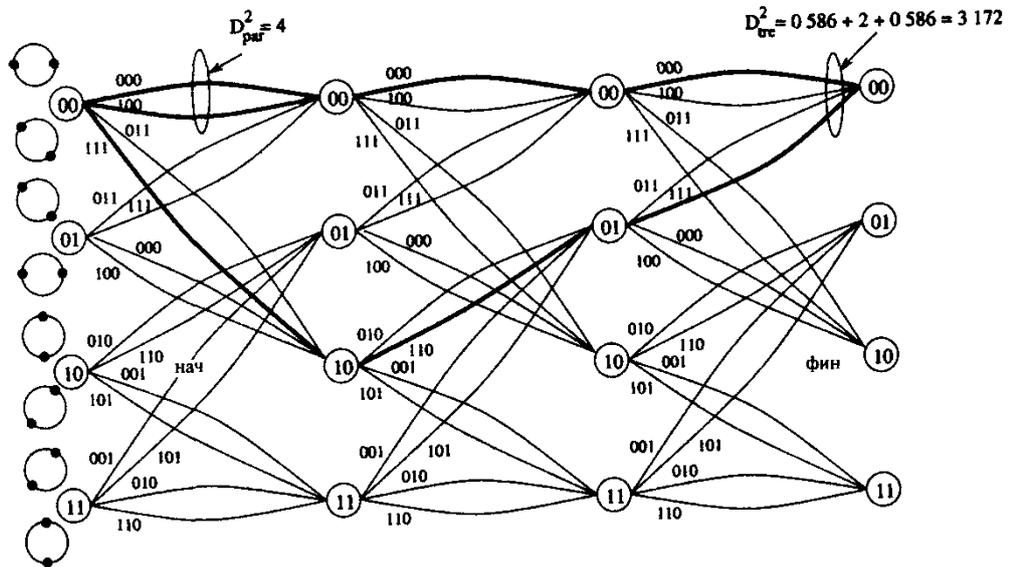


Рисунок 31 - Два пути с минимальными Евклидовым расстоянием между ними на решетке

Заключение

В данной работе рассматривалось выбор модуляционной схемы, где выигрыш от кодирования может быть достигнут без расширения полосы пропускания и может быть относится к кодовой модуляции. Данная работа изучает разнообразные кодированной системе модуляции помощь и изучение их распространение в беспроводных средах.

Радиочастотный спектр всегда являлся ограниченным и дорогостоящим ресурсом. Поэтому вопрос о эффективном использовании пропускной способности на фоне постоянно растущих требований трафика является как никогда актуальным. Кодовая модуляция, в частности решетчато-кодовая модуляция (ТСМ) может достичь существенного выигрыша от кодирования за счет расширения за счёт расширения полосы частот и усложнения радиоаппаратуры и без повышения отношения сигнал/шум (ОСШ), но сохраняя пропускную способность. Основной целью проекта является изучение схем совмещения кодирования/модуляции и попытаться оценить работу с точки зрения сложности декодирования, эффективность использования полосы пропускания и выигрыш от кодирования.

В ходе экспериментальных данных, была доказана преимущества ТСМ перед другими модуляциями, кроме того через имитационную модель был составлен оптимальный уровень отношение сигнал/шум для визуализации сигнала.

Список литературы

1. Прокис Дж. Цифровая связь. — Пер. с англ. // — М.: Радио и связь, 2000. — 800 с.
2. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / пер. с англ. В. Б. Афанасьева. — М.: Техносфера, 2006. — 320 с.
3. Скляр Бернанд. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр. : Пер. с англ. М. : Издательский дом "Вильямс", 2003. — 1104 с
4. Бабаков В. Ю., Вознюк М. А., Михайлов П. А. Сети мобильной связи. Частотно-территориальное планирование. Учебное пособие для ВУЗов. – М: Горячая линия – Телеком, 2007. – 458с.
5. Вишневский В. М., Портной С. Л., Шахнович И. В. Энциклопедия WiMAX и LTE. Путь к 4G. – М.: Техносфера, 2009. – 358с.
6. Гельгор А. Л. Технология LTE мобильной передачи данных: учебное пособие. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. – 244с.
7. Гольдштейн Б. С., Соколов Н. А., Яновский Г. Г. Сети связи: Учебник для ВУЗов. – СПб.: БХВ – Петербург, 2010. – 600 с.
8. Кааринен Х. Сети UMTS. Архитектура, мобильность, сервисы. – М.: Техносфера, 2007. – 741 с.
9. Печаткин А. В. Системы мобильной связи. Часть 1. – РГАТА, Рыбинск, 2008. – 874 с.
10. Тихвинский В. О., Терентьев С. В., Юрчук А. Б. Сети мобильной связи LTE: технология и архитектура. – М.: Эко-Трендз, 2010. 125 с.
11. Л.Г. Мордухович Радиорелейные линии связи. Курсовое и дипломное проектирование: Учебное пособие для техникумов. – М: Радио и связь, 1989.. 333 с.
12. Девицына С. Н. Методическое указание по дипломному проектированию по специальностям: «Сети связи и системы коммуникаций». Ижевск.: Изд-во ИжГТУ, 2006.
13. Трибушная В.Х. Учебно-методическое пособие для выполнения раздела «Технико-экономическое обоснование дипломного проекта» - Ижевск: Изд-во ИжГТУ, 2002. – 25 с.
14. Системы радиосвязи /Под редакцией Н.И. Калашникова.- Москва: Радио и связь. 415 с.
15. Столлингс В. Беспроводные линии связи и сети. 2 – е изд. – СПб: Изд-во «Вильямс», 2003. 315с
16. S. X. NG, *Coded Modulation Schemes For Wireless Channels*. PhD thesis, Department of Electronics and Computer Science, University of Southampton, October 2002. [vii, viii, 2,3, 23, 39] 415с.

- 17 G. UngerBoeck, "Channel coding with multilevel/phase signals," *IEEE Transaction on Information Theory*, vol. IT-28, pp. 55–67, January 1982. [vii, 2, 15, 16, 17, 18, 40]
- 18 C. Shannon, "A mathematical theory of communication," *Bell System Technical Journal*, pp. 379–427, 1948. [2]
- 19 R. Hamming, "Error detecting and error correcting codes," *Bell System Technical Journal*, vol. 29, pp. 147–160, 1950. [2]
- 20 M. Golay, "Notes on digital coding," *Proceedings of the IEEE*, vol. 37, p. 657.
- 21 P. Elias, "Coding for noisy channels," *IRE Convention Record*, pp. 37–47, 1955. [2]
22. Кадим О.К. «Анализ эффективности ТСМ для сетей LTE»./ Журнал «Поиск», №2, Февраль 2014.

Приложение А Функции MatLab